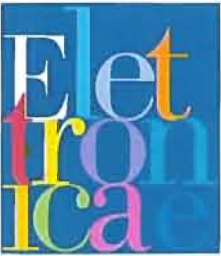
ISBN 88-397-1139-2

Sped. in A.P. - 45% art.2 comma 20/b legge 662/96 - Filiale di Firenze

ANNO XLVIII
NUMERO 3
DICEMBRE 1999
£ 10.000

RAI·ERI

- **Linearizzazione di un modulatore elettro-ottico per impianti di CATV**
- **RDS/TMC: sistema per la messa in onda di messaggi codificati nel traffico**

- **Prospettive per l'introduzione della televisione digitale terrestre in Italia**

telecomunicazioni

Anno XLVIII
N°3 Dicembre 1999

da pag. 151 a pag. 219

RIVISTA QUADRIMESTRALE A CURA DELLA RAI

Direttore responsabile
Gianfranco Barbier

Comitato direttivo
Maurizio Ardito, Marzio Barbero, Mario Cominetti, Paolo D'Amato

Redazione
Marzio Barbero, Gemma Bonino

Rai Centro Ricerche e Innovazione Tecnologica
Corso Giambone, 68 - 10135 Torino, Tel. 011/8103271

Gestione prodotto
Rai Editoria Periodica e Libraria
Viale Mazzini, 14 00195 Roma

Distribuzione in edicola
SODIP "Angelo Patuzzi" S.p.A.
via Bettola 18 20092
Cinisello Balsamo, Milano
Tel. 02/660301
Fax 02/66030320

Gestione abbonamenti e numeri arretrati
Licosa Via Duca di Calabria, 1/1
50125 Firenze
Tel. 055/6483201
Fax 055/641257

Una copia	£ 10.000
estero	£ 17.000
Copia arretrata	£ 20.000
estero	£ 27.000
Abb. annuale	£ 30.000
estero	£ 50.000

Versamenti Licosa - Firenze
ccp.343509

Spedizione in abb. postale 45%

Reg. alla cancelleria del tribunale c.p. di Torino al n.494 in data 6-11-1951

Progetto grafico
Franco De Vecchis

Stampa:
Stamperia Artistica Nazionale (Torino)

In ricordo di Renato Capra

Fummo tutti profondamente colpiti quella mattina in cui apprendemmo la notizia della sua scomparsa.

Quando un amico e collega ci lascia prematuramente, non è facile ricordare con parole semplici, ma efficaci, chi ha segnato con la sua presenza lunghi periodi della nostra vita.
Perciò il nostro ricordo di Renato parte da lontano, dai tempi in cui il consolidamento del sistema radiotelevisivo era in larga misura affidato all'ingegno e allo spirito di inventiva dei comparti tecnici delle aziende di radiodiffusione; noi, giovani ricercatori, ci trovavamo in prima linea nel presidio dell'evoluzione tecnologica.

Lo spirito di squadra, che da sempre accompagna la nostra attività professionale, ci ha fatto condividere tanti momenti esaltanti e stimolato ad intraprendere con entusiasmo nuove iniziative; lo stesso entusiasmo con cui ci impegniamo nella redazione di quella che abbiamo sempre sentito come la "nostra" rivista.

Ben presto il contributo di Renato è diventato insostituibile; assiduo nella ricerca e selezione degli articoli da proporre al Comitato Direttivo (sua l'ideazione e la realizzazione dei numeri speciali "Guglielmo Marconi", "La musica e l'elettronica", "Rapporto scientifico sulla Sindone"); scrupoloso nella revisione delle bozze, infaticabile nell'interagire con le tipografie e gli altri supporti operativi, arguto ed estroso nel valutare con critica costruttiva le scelte grafiche ed editoriali.

Ma di Renato piace soprattutto ricordare il carattere estroverso: la vena ironica (ed autoironica) che egli sapeva sfoderare quando le circostanze richiedevano momenti di riflessione e di revisione critica.

Ci resta il rimpianto e il ricordo del suo affetto e della sua umanità.

Linearizzazione di un modulatore elettro-ottico per impianti di CATV

F. Mussino, M. Notargiacomo, G. Ravasio, C. Zammarchi*

* Ing. F. Mussino, Dipartimento di Elettronica del Politecnico di Torino, Ing. M. Notargiacomo, P.i. G. Ravasio ed Ing. C. Zammarchi della Pirelli Cavi SpA di Milano

Dattiloscritto pervenuto alla Redazione il 30 Settembre 1999

La trasmissione di numerosi canali televisivi (CATV) mediante fibre ottiche viene preferibilmente effettuata con modulatori elettro-ottici esterni, la cui caratteristica non lineare deve essere adeguatamente compensata per ridurre le distorsioni di terz'ordine (CTB: Composite Triple Beats). Fra le tecniche di riduzione dei prodotti d'intermodulazione del terz'ordine, la più promettente, sembra quella della pre-distorsione. La realizzazione di un *circuito di pre-distorsione* richiede una accurata messa a punto sia della risposta in frequenza sia dell'andamento delle distorsioni al variare del livello del segnale applicato. Si descrive un circuito di pre-distorsione che consente di ridurre di oltre 20 dB le distorsioni proprie del modulatore.

Electro-optic modulator linearization for CATV installations.
The transmission of many television channels (CATV) is preferably carried out by an external electro-optic modulator (e.g. Mach Zehnder interferometer), but its non linear characteristic must be properly compensated to reduce the Composite Triple Beats (CTB). Among the techniques able to reduce the third order intermodulation products, the most promising one is pre-distorsion. A pre-distorsion circuit able to reduce more than 20 dB the modulator electro-optic distorsions is here described, showing the project criteria adopted both to equalize the modulator response and to optimize the circuit behaviour versus the level of the applied signal.

1. Introduzione

La trasmissione di segnali mediante fibre ottiche trova numerose applicazioni, in particolare dove è importante poter coprire lunghe distanze, come negli impianti di CATV (Cable Television), che rappresentano l'applicazione specifica che viene qui considerata. La modulazione viene generalmente ottenuta mediante modulatori elettro-ottici esterni, indipendenti dal laser che fornisce la potenza ottica in modo continuo (CW: Continuous Wave), al fine di evitare le degradazioni (minori dispersioni) che la modulazione diretta del laser comporta.

Per estendere al massimo le dimensioni della rete di distribuzione in fibra ottica in modo da ottimizzarne i costi, occorre utilizzare amplificatori ottici, che funzionano alla lunghezza d'onda di 1550 nm. Pertanto, anche il modulatore ottico esterno deve funzionare alla stessa lunghezza d'onda.
La principale caratteristica che si richiede ad un modulatore elettro-ottico esterno è la linearità di modulazione, molto importante per l'uso negli impianti di CATV, dove il segnale modulante è costituito dall'insieme (multiplex a radiofrequenza) di numerosi (40-80) canali televisivi, occupanti una banda che usualmente va da 50 MHz fino a 862 MHz.
Un modulatore, che può essere utilizzato negli impianti di CATV, perché presenta ottime prestazioni in termini di banda del segnale modulante (rendendo possibile inviare come segnale modulante l'insieme dei canali da distribuire), è costituito dall'interferometro di Mach-Zehnder, che però non presenta una sufficiente linearità di modulazione.

È noto, che gli effetti della non linearità del modulatore si traducono in prodotti di intermodulazione (CTB: Composite Triple Beats) e modulazione incrociata (XMOD), che degradano la qualità dei segnali che giungono all'utente.

Infatti, la qualità dei canali televisivi, con modulazione d'ampiezza della portante visione, è molto influenzata dalla presenza dei suddetti prodotti di intermodulazione, il cui livello globale deve essere mantenuto adeguatamente basso, ad esempio oltre 65 dB al di sotto del livello della portante visione di ciascun canale, per ottenere una buona qualità dei segnali distribuiti agli utenti.
Fra le numerose tecniche di linearizzazione

adottabili (Bibl. 1), quella della pre-distorsione sembra offrire un buon miglioramento (almeno 20 dB), con diverse tipologie di circuiti relativamente semplici, impiegando diodi funzionanti a larga banda e con costi contenuti.

La qualità dei canali televisivi, con modulazione d'ampiezza della portante visione, è anche influenzata dal rumore, le cui sorgenti si possono individuare nel laser (RIN), nell'amplificatore che pilota il modulatore e, prevalentemente, nel fotodiodo (shot noise), che effettua la conversione ottico/elettrica, all'uscita del sistema di distribuzione con fibra ottica.

Infine, se nella rete di distribuzione vengono usati amplificatori ottici, per compensare sia le perdite dovute alle fibre ottiche su tratte molto lunghe (50-60 km), sia la ripartizione su numerose uscite (Bibl. 2), al fine di ottenere sul ricevitore ottico potenze intorno a 0 dB(mW) o maggiori, occorre immettere nella fibra ottica potenze dell'ordine di 14-17 dB(mW). Valori di potenza così elevata danno origine nella fibra ottica a effetti che si traducono nel rumore SBS (Stimulated Brillouin Scattering) e SRS (Stimulated Raman Scattering); tale rumore deve essere opportunamente ridotto o eliminato al fine di ottenere il voluto rapporto segnale/rumore all'uscita della rete di distribuzione dei segnali televisivi.

In figura 1 è riportato lo schema a blocchi generale del modulatore ottico che è preceduto dal circuito di pre-distorsione e da un opportuno amplificatore r.f. a larga banda, la cui amplificazione deve essere opportunamente scelta in base alle caratteristriche di lavoro del circuito di pre-distorsione.

Fig. 1 - Schema a blocchi del modulatore elettro-ottico con il circuito di pre-distorsione.

2. Il modulatore di Mach-Zehnder

Un modulatore ottico che consente di modulare l'intensità del fascio ottico, con segnali modulanti aventi frequenze molto elevate (anche oltre 1 GHz), è costituito dall'interferometro di Mach-Zehnder, costruito su niobato di litio $L_iN_bO_3$.

La struttura del modulatore di Mach-Zehnder è riportata in figura 2, dove si mettono in evidenza sia l'elettrodo per fissare il punto di lavoro (BIAS), con impedenza d'entrata molto elevata, sia l'elettrodo, con impedenza di circa 25 Ω, per applicare il segnale a radiofrequenza (RF) ed effettuare la modulazione d'intensità del fascio ottico, cioè la modulazione d'intensità (potenza) del segnale ottico. Nello schema è presente un terzo elettrodo che consente di effettuare una modulazione di fase (PM: Phase Modulation) del segnale ottico, utile per eliminare il rumore SBS, ove necessario.

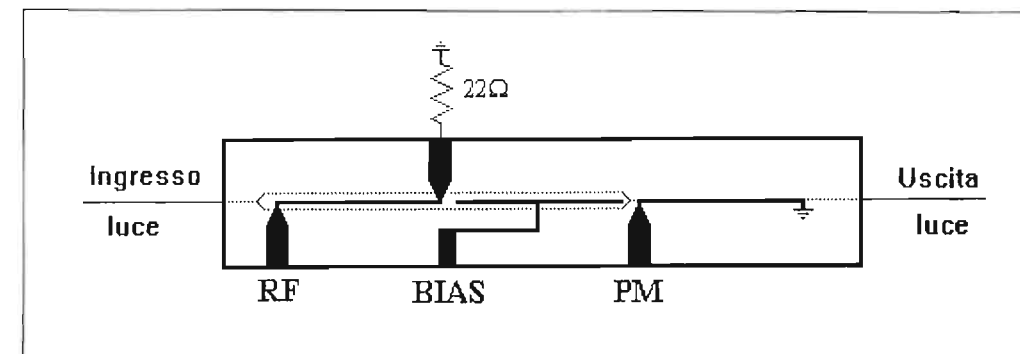



Fig. 2 - Struttura schematica del modulatore di Mach-Zehnder.

2.1 Caratteristica elettro-ottica

Il modulatore di Mach-Zehnder presenta una caratteristica elettro-ottica (potenza ottica di uscita in funzione della tensione a radiofrequenza d'ingresso) tipicamente non lineare, con andamento praticamente coincidente con una sinusoide (v. figura 3), data la struttura del modulatore stesso (interferometro).

Pertanto, la caratteristica di modulazione del Mach-Zehnder, riferita al punto di Bias, può essere espressa mediante la relazione:

$$P_u = K_Z \, \mathrm{sen}(K_m V) \qquad (1)$$

dove: P_u è la potenza ottica di uscita

K_m è una costante

V è l'ampiezza della tensione applicata all'ingresso RF

K_Z è un coefficiente che dipende dalla caratteristica del modulatore di Mach-Zehnder.

La caratteristica con andamento sinusoidale è individuata da due valori:

- il valore della tensione V_π che rappresenta (v. figura 3) la variazione di tensione da applicare all'elettrodo RF per portare la potenza ottica dal valore massimo al valore minimo;

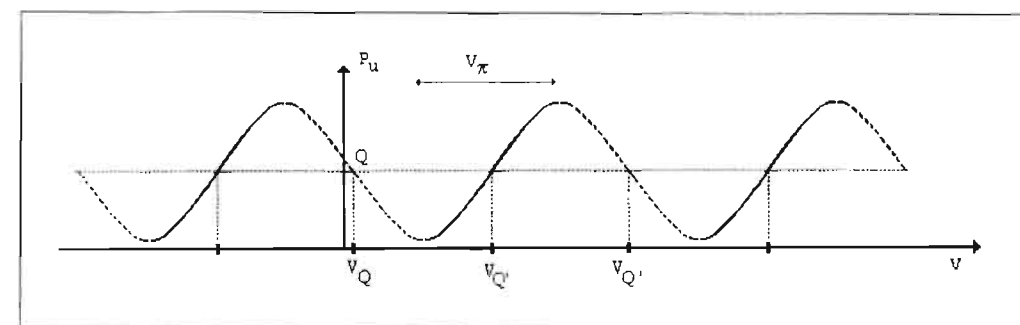
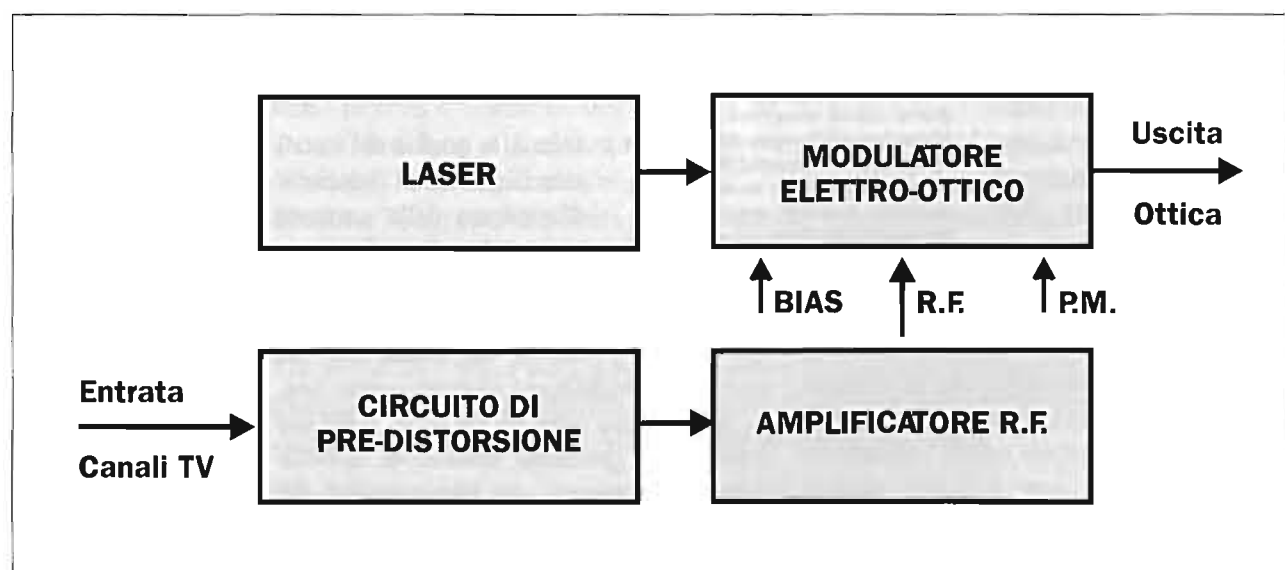



Fig. 3 - Caratteristica del modulatore di Mach-Zehnder.

Linearizzazione di un modulatore elettro-ottico per impianti di CATV

- il valore della tensione (V_Q), che occorre applicare all'elettrodo di BIAS (separato dal circuito a cui si applica la tensione di modulazione a radiofrequenza), per ottenere che il punto di funzionamento corrisponda a quello del flesso della caratteristica con andamento sinusoidale; in tal modo la caratteristica non lineare vista da tale punto di funzionamento risulta con simmetria dispari.

Ad esempio, per un modulatore di Mach-Zehnder, le tensioni suddette possono assumere i seguenti valori:

$V_\pi = 3{,}2$ V $V_Q = 0{,}5$ V

Avendo la caratteristica un andamento periodico, si hanno più valori di V_Q, che consentono di far funzionare il modulatore nel punto di flesso della caratteristica sinusoidale.

La tensione di BIAS viene applicata e mantenuta tramite un apposito circuito, che non viene qui descritto (Bibl. 6).

La tensione a radiofrequenza deve avere un'ampiezza tale che all'uscita del rivelatore ottico si ottenga un segnale a radiofrequenza con rapporto segnale/rumore maggiore di 55 dB. Questa condizione richiede che il segnale relativo ad ogni canale televisivo abbia un'ampiezza tale da dare alla potenza ottica una variazione pari ad almeno il 4% della sua escursione massima.

La percentuale massima di sfruttamento è di solito intorno al 40%, al fine di limitare la distorsione introdotta dalla non linearità della caratteristica.

In tal caso, il numero massimo di canali che si possono applicare, tenendo conto dei suddetti requisiti relativi alle caratteristiche di rumore, si ricava considerando che le varie portanti, essendo scorrelate, si sommano statisticamente in quadratura di fase; pertanto, la somma dei canali è da considerare in termini di potenza. Quindi, per non superare la suddetta percentuale di modulazione, il numero massimo di canali applicabile al modulatore è di circa 100.

2.2 Esame della non linearità

Per esaminare la non linearità della caratteristica elettro-ottica, occorre eseguire lo sviluppo in serie di potenze della (1):

$$P_u = K_2 \operatorname{sen}\theta = K_2 \left(\theta - \frac{\theta^3}{3!} + \frac{\theta^5}{5!} - \ldots\ldots\right) \quad (2)$$

dove $\theta = K_m V$, con $K_m = \pi / V_\pi$; θ può variare fra 0 e $\pi/2$; ad esempio, nel caso in cui la caratteristica del modulatore sia sfruttata per il 40%, sen θ vale 0,4 e θ vale 0,4115.

La (2) può anche essere così riscritta:

$$P_u = K_2 \left(K_m V - \frac{(K_m V)^3}{6} + \frac{(K_m V)^5}{120} - \ldots\ldots\right) \quad (3)$$

Il rapporto fra l'ampiezza della fondamentale (C) e quella della terza armonica (D_3) vale (Bibl. 4) :

$$C/D_3 = \frac{1 + (3/4)(K_3/K_1)\theta}{|(1/4)(K_3/K_1)\theta^2|} = 24\left(\frac{1}{\theta}\right)^2 - 3 \quad (4)$$

essendo $K_3/K_1 = -1/6$.

Invece, il rapporto fra la fondamentale ed il termine di quinta armonica risulta:

$$C/D_5 = \frac{1 + (3/4)(K_3/K_1)\theta^2 + (5/8)(K_5/K_1)\theta^4}{(1/16)(K_5/K_1)\theta^4} =$$

$$\frac{1 - (3/24)\theta^2 + (1/192)\theta^4}{(1/1920)\theta^4} \quad (5)$$

essendo $K_3/K_1 = -1/6$ e $K_5/K_1 = 1/120$.

Interessa anche calcolare il rapporto di intermodulazione C/I_3, nel caso in cui siano applicati due segnali (portanti o toni); si ottiene (Bibl. 5):

$$C/I_{3(2t)} = \frac{1 + (3/4)(K_3/K_1)\theta^2 + (3/2)(K_3/K_1)\theta^2}{|(3/4)(K_3/K_1)\theta^2|} = 8\left(\frac{1}{\theta}\right)^2 - 3 \quad (6)$$

essendo $K_3/K_1 = -1/6$.

Nella Tabella 1 sono riportati i valori dei rapporti C/D_3, C/D_5 e $C/I_{3(2t)}$ calcolati per diversi valori di profondità di modulazione ottica (OMI = Optical Modulation Index) per ciascuna portante.

Tabella 1

Valori delle distorsioni in funzione della profondità di modulazione ottica (OMI = Optical Modulation Index)

OMI	sen θ	θ	C/D_3 (dB)	C/D_5 (dB)	$C/I_{3(2t)}$ (dB)
40,0%	0,400	0,411517	42,8	96,3	32,9
28,0%	0,280	0,283794	49,4	109,3	39,7
5,0%	0,050	0,050021	79,6	169,7	70,1
4,5%	0,045	0,045015	81,5	173,4	71,9
4,0%	0,040	0,040011	83,5	177,5	74,0
3,5%	0,035	0,035007	85,8	182,1	76,3
3,0%	0,030	0,030005	88,5	187,5	79,0

I valori riportati nella Tabella 1 mostrano che:

- la non linearità del modulatore è molto accentuata e richiede una notevole riduzione, mediante un opportuno circuito di pre-distorsione;
- le distorsioni principali sono di terz'ordine; pertanto, il circuito di linearizzazione deve essere in grado di ridurle nel modo migliore possibile.

In presenza di molti canali la profondità di modulazione è di circa il 4% (sen $\theta = 0{,}04$) per canale, per cui il valore di $C/I_{3(2t)}$ risulta di 74 dB.

Tuttavia, anche con tale percentuale di modulazione (4%) non è possibile applicare direttamente al modulatore di Mach-Zehnder un elevato numero (40-60) di canali televisivi a causa dei fenomeni di intermodulazione (CTB) (Bibl. 5) che incrementano notevolmente il numero e quindi il livello globale dei prodotti di intermodulazione che cadono sulle singole portanti, rispetto al livello dei prodotti d'intermodulazione ottenibile con due sole portanti ($C/I_{3(2t)}$).

Infatti, indicando con N il numero dei canali televisivi equispaziati e con lo stesso livello, applicati al modulatore (dispositivo non lineare), il numero dei prodotti di intermodulazione di terz'ordine (battimento triplo) che cadono su ciascuna portante

è tale che la degradazione introdotta, rispetto al singolo battimento triplo, è calcolabile (Bibl. 5) con la relazione -6+20log(N-1). Ad esempio, con N = 60, la degradazione è di 29,4 dB.

Quindi, se si desidera un valore di CTB globale di 65 dB per ciascuna portante, si ricava (Bibl. 5) che occorre un valore di $C/I_{3(21)}$ di 65+20log(60-1) = 100,4 dB, con il 4% di profondità di modulazione per ciascuna portante, tenendo conto che i prodotti d'intermodulazione $C/I_{3(21)}$ è di 6 dB inferiore rispetto al singolo battimento triplo $C/I_{3(3)}$ (Bibl. 5).

Pertanto, la linearità del modulatore deve essere migliorata da 74,0 dB a 100,4 dB, cioè di 26,4 dB, in tutta la banda interessata dai 60 canali. Se, invece, la profondità di modulazione è contenuta entro il 3,0%, l'incremento di linearità richiesto si riduce a 21,4 dB.

Nella Tabella 2 sono riportati i valori di $C/I_{3(21)}$ e di CTB ottenibili con diversi valori della profondità di modulazione (θ) e del numero (N) di canali televisivi equispaziati, senza compensazione della non linearità del modulatore elettro-ottico.

Tabella 2
Distorsioni ($C/I_{3(21)}$ e CTB) ottenibili dal solo modulatore con diverse profondità di modulazione (θ) e numero (N) di canali televisivi

θ	$C/I_{3(21)}$ (dB)	N	20log(N-1)	CTB (dB)
		40	29,2	49,8
		60	35,4	43,6
3,0%	79,0	80	38,0	41,0
		40	29,2	47,1
		60	35,4	40,9
3,5%	76,3	80	38,0	38,3
		40	29,2	44,8
		60	35,4	38,6
4,0%	74,0	80	38,0	36,0
		40	29,2	42,2
		60	35,4	36,5
4,5%	71,9	80	38,0	33,9
		40	29,2	40,9
		60	35,4	34,7
5,0%	70,1	80	38,0	32,1

2.3 Caratterizzazione sperimentale del modulatore di Mach-Zehnder

Per poter progettare il circuito di pre-distorsione occorre conoscere adeguatamente il modulatore di Mach-Zehnder, la cui caratterizzazione richiede di effettuare misure relative a:

- impedenza d'entrata
- risposta in frequenza (modulo e fase)
- distorsione di terz'ordine
- determinazione di V_π.

Si riportano a titolo di esempio i risultati delle misure eseguite su un modulatore di

Mach-Zehnder, al quale sarà applicato il circuito di linearizzazione (pre-distorsione) descritto nel seguito.

2.3.1 Impedenza d'entrata del modulatore

L'impedenza d'entrata del modulatore di Mach-Zehnder può essere misurata con un analizzatore di reti, valutando il parametro s_{11}. Nella figura 4 è riportato un esempio del risultato di tale misura.
Nel caso in esame l'impedenza d'entrata del modulatore risulta di circa 25 Ω. Tale impedenza non è ottimale per pilotare il modulatore mediante un amplificatore a larga banda, che occorre interporre fra il modulatore stesso ed il circuito di pre-distorsione. Infatti gli amplificatori a larga banda reperibili in commercio richiedono impedenze di carico di 50 Ω o di 75 Ω.

Fig. 4 - Esempio di impedenza d'entrata del modulatore di Mach-Zehnder.

2.3.2 Risposta in frequenza

La misura della risposta in frequenza del modulatore può essere eseguita mediante un analizzatore di reti, nella banda da 0,3 MHz a 1000 MHz, utilizzando un rivelatore ottico campione. In figura 5 sono riportati gli andamenti del modulo e della fase relativi al parametro s_{21}. Si osserva che il modulo di s_{21} presenta un andamento crescente da 50 MHz a 230 MHz e poi decrescente con una variazione di 0,7 dB entro la banda da 50 MHz a 860 MHz, mentre l'andamento della fase è regolare entro ±2°.

Fig. 5 - Esempio di andamento della risposta in frequenza del modulatore Mach-Zehnder.

2.3.3 Distorsione del terz'ordine

Le misure di distorsione di terza armonica eseguite (a 200 MHz) sul modulatore (vedi figura 6) consentono di verificare il suo comportamento in funzione del livello del segnale applicato. In particolare si osserva che il livello della terza armonica riferito alla fondamentale (D_3/C) aumenta di 2 dB per ogni dB di incremento del livello della fondamentale, fino a livelli di segnale applicato al modulatore di oltre 10 dB(mW).

Fig. 6 - Esempio di risultati di misura della distorsione di terza armonica del modulatore di Mach-Zehnder. Ascisse: livello del segnale applicato al modulatore, in dB(mW) Ordinate: valore di D3/C, in dB.

2.3.4 Determinazione di V_π

Per la determinazione di V_π alla frequenza desiderata è possibile utilizzare il valore teorico di C/D_3 o di $C/I_{3(21)}$ calcolato prece-

dentemente, per un prefissato valore di profondità di modulazione (ad esempio del 40%).

Infatti, applicando al modulatore di Mach-Zehnder un segnale (C) tale da ottenere un valore di C/D_3 corrispondente ad una profondità di modulazione ricavabile dalla relazione inversa alla (4):

$$\theta = \sqrt{\frac{24}{3 + C/D_3}} \tag{7}$$

si può calcolare il valore di V_π dal valore dell'ampiezza ($C = \sqrt{2}\, C_i$) del segnale applicato:

$$V_\pi = \sqrt{2}\, C_i\, \pi/\theta\ . \tag{8}$$

Ad esempio, utilizzando i risultati della misura riportata in figura 6, si osserva che il livello di D_3/C è di -42,8 dB, cioè la terza armonica è inferiore di 42,8 dB rispetto alla fondamentale, applicando al modulatore ottico un segnale con livello di 6 dB(mW); in tal caso la profondità di modulazione corrisponde appunto al 40%.

Eseguendo i calcoli si ricava che il valore di V_π è di 3,2V sull'impedenza di 25 Ω e di 4,82 V, se riferito a 50 Ω.

In alternativa, od a titolo di verifica, si possono applicare due segnali di ugual ampiezza e misurare il rapporto $C/I_{3(2t)}$. Con due segnali applicati di ampiezza $\sqrt{2}\, C_i$ si ottiene un valore di $C/I_{3(2t)}$ a cui corrisponde un valore di ricavabile dalla relazione inversa alla (6):

$$\theta = \sqrt{\frac{8}{3 + C/I_{3(2t)}}} \tag{9}$$

Successivamente si può calcolare il valore di V_π ancora dalla relazione (8).

3. L'amplificatore pilota

L'amplificatore pilota deve presentare non soltanto un valore di amplificazione adeguata, come verrà indicato in seguito, ma anche opportune caratteristiche di dinamica, linearità e rumore, che devono essere tenute presenti sia se si deve progettare, sia se si deve scegliere l'amplificatore fra quelli reperibili sul mercato.

3.1 Dinamica

L'ampiezza della tensione di uscita è calcolabile in base al valore di V_π, che, riferito all'impedenza di 50 Ω, è di 4,82 V; ad esempio, per produrre una profondità di modulazione del 40%, l'ampiezza del segnale da applicare si ricava dalla relazione $V_\pi \cdot \theta/_\pi$; si ottiene: $4{,}82 \cdot 0{,}4115/_\pi$ = 0,631 V_{picco}, cioè 0,446 V_{eff} su 50 Ω, corrispondenti a 6 dB(mW).

3.2 Linearità

La linearità può essere stabilita in termini di punto d'intersezione per i prodotti d'intermodulazione del terzo ordine (IP_3: Intercept Point) (Bibl. 5) relativo al segnale d'uscita, conoscendo il livello richiesto per ciascuna portante ed il corrispondente valore di $C/I_{3(2t)}$.

Supponendo che ciascun canale introduca una profondità di modulazione del 4%, esso può applicare una potenza di 0,04 mW, cioè di -14 dB(mW).

Poiché il contributo di distorsione dell'amplificatore deve essere molto inferiore rispetto alla non linearità globale del modulatore, occorre che il livello dei suoi prodotti d'intermodulazione (CTB: Composite Triple Beats) sia adeguatamente inferiore rispetto a quelli del modulatore linearizzato (65 dB), ad esempio di almeno 5 volte (14 dB). In tal caso, il valore di $C/I_{3(2t)}$ del solo amplificatore deve essere di almeno 85 dB (cioè di 20 dB inferiore), essendo i prodotti d'intermodulazione a 2 toni inferiori di 6 dB rispetto a quelli di triplo battimento (responsabili del CTB).

Tenendo conto che al crescere del numero di canali applicati, si ha un notevole aumento dei battimenti che cadono entro il canale, si riportano nella Tabella 3 sia il valore di $C/I_{3(2t)}$, sia il valore del corrispondente punto d'intersezione IP_3, in termini di livello del segnale d'uscita, per i prodotti d'intermodulazione del terzo ordine dovuti all'amplificatore che applica i segnali al modulatore, in funzione del numero dei canali effettivamente applicati.

Tabella 3
Caratteristiche di linearità dell'amplificatore pilota del modulatore di Mach-Zehnder

Numero di canali (N)	$C/I_{3(2t)}$ (dB)	Punto d'intersezione $IP_{3(uscita)}$ (dB(mW))
2	85,0	28,5
5	91,0	31,5
10	98,1	35,0
15	101,9	37,0
20	104,6	38,3
30	108,3	40,1
40	111,8	41,4
50	112,8	42,4
60	114,4	43,2
70	115,8	43,9
100	118,9	45,4

È opportuno qui osservare che se il modulatore, linearizzato, consente di portare i prodotti d'intermodulazione (CTB) ad un livello di 65 dB inferiore rispetto alla portante, la presenza di un amplificatore che introduca una intermodulazione di 14 dB inferiore, comporta una degradazione di circa 1,58 dB del valore di CTB.

In tal caso, il valore globale della prestazione relativa all'intermodulazione viene degradata da 65 dB a circa 63,4 dB. Infatti, la somma dei prodotti d'intermodulazione va eseguita in termini di tensione e non di potenza, essendo coerenti i prodotti generati dalle portanti degli stessi canali televisivi.

Per rendere tale degradazione trascurabile, occorrerebbe usare un amplificatore con una linearità superiore a quella riportata nella Tabella 3 di almeno altri 8-10 dB (cioè con un valore di IP_3 di circa 50 dB(mW)). Tale amplificatore non è attualmente reperibile sul mercato, ma sarebbe da progettare appositamente, utilizzando componenti (transistori) da individuare e sperimentare.

In alternativa, si potrebbe aumentare la linearizzazione del modulatore da parte del circuito di pre-distorsione. Tale soluzione comporterebbe difficoltà pratiche, perché occorrerebbe mantenere più strette tolleranze nella risposta d'ampiezza e di fase (v. Appendice A) del linearizzatore rispetto al modulatore.

3.3 Rumore

L'amplificazione introdotta dall'amplificatore pilota deve essere contenuta entro valori accettabili per ridurne al massimo il contributo di rumore applicato al modulatore, con conseguente degradazione del rapporto portante/rumore (C/N: carrier/noise) globale.

Ad esempio, considerando che il rapporto C/N globale debba essere di 55 dB, occorre che il contributo di rumore dovuto all'amplificatore (cioè presente sul segnale a radiofrequenza applicato al modulatore) introduca un valore di C/N per ciascuna portante non inferiore a 58 dB, nell'ipotesi che le altre cause di rumore (prevalentemente di origine ottica) introducano anch'esse un uguale contributo.

Pertanto, essendo il livello di ciascuna portante applicata di -14 dB(mW), come richiesto per ottenere una profondità di modulazione del 4%, il livello del rumore (N_u) all'uscita dell'amplificatore, calcolato su una banda di 5 MHz, non deve superare il valore di -72 dB(mW).

Fig. 7 - Esempi di accoppiamento fra l'amplificatore pilota ed il modulatore a) Trasformatore di adattamento d'impedenza fra il modulatore (Mach-Zehnder) e l'amplificatore; b) Rete di adattamento d'impedenza fra il modulatore (Mach-Zehnder) e l'amplificatore.

Poiché il livello del rumore generato all'ingresso (N_i) dalla resistenza di 50 Ω è di -107dB (mW), quello in uscita (N_u) risulta incrementato dell'amplificazione (A) e della cifra di rumore (F) dell'amplificatore:

$$N_u = N_i + A + F \quad (dB(mW)) \qquad (10)$$

Si ricava che l'amplificazione (A) e la cifra di rumore (F) dell'amplificatore non possono superare il valore totale di:

$$A+F = -72 -(-107) = 35 \text{ dB}. \qquad (11)$$

Ad esempio, se la cifra di rumore (F) è di 8 dB, l'amplificazione (A) non deve superare i 27 dB.

3.4 Accoppiamento fra il modulatore e l'amplificatore pilota

Tenendo conto che gli amplificatori a larga banda disponibili sul mercato presentano un'impedenza d'uscita di 75 Ω mentre il modulatore ha un'impedenza d'entrata di circa 25 Ω, come si è detto precedentemente, per ottenere che la risposta in frequenza entro la banda 50-862 MHz sia sufficientemente costante entro tolleranze prefissate (circa ±0,3 dB per il modulo e ±4 per la fase)(v. anche Appendice A), è necessario prendere opportuni provvedimenti, che possono essere:

a) introdurre un trasformatore per ottenere l'adattamento d'impedenza con l'amplificatore pilota,
b) introdurre una rete di adattamento (R, L, C).

In ogni caso è opportuno ridurre al minimo (2-3 cm) la lunghezza della linea compresa fra l'uscita dell'amplificatore e l'ingresso del modulatore.
Nel primo caso il trasformatore, come riportato in figura 7a, ha un rapporto spire

5:3 (oppure 7:4), che consente di ottenere l'adattamento d'impedenza richiesto. Il valore dell'induttanza necessaria per ottenere una frequenza di taglio inferiore pari a 10 MHz è di circa 1,2 μH. Il principale svantaggio di tale tipo di accoppiamento è la limitazione della banda verso le alte frequenze (oltre i 600 MHz) a causa delle capacità parassite del trasformatore.

Nel secondo caso, come riportato in figura 7b, si introduce una rete di adattamento (R,L,C) e si riduce al minimo la distanza fra l'amplificatore ed il modulatore. Tale metodo è quello adottato nell'esempio riportato nel seguito, perché è risultato quello più a larga banda, anche se non consente di ottenere il massimo trasferimento di potenza dall'amplificatore al modulatore; in tal modo si evita l'uso del trasformatore che è un componente di costruzione problematica e con parametri parassiti da compensare.

L'accoppiamento diretto fra l'amplificatore ed il modulatore è da evitare perché possono insorgere problemi sia nella linearità, sia nella risposta verso le basse frequenze. Infatti l'amplificatore pilota (ad esempio il tipo CA 922 della Motorola) è costituito da coppie di transistori in connessione cascode disposti in push-pull, con trasformatori di accoppiamento sia all'entrata, sia all'uscita. Se l'impedenza del carico è molto inferiore al valore previsto (75 Ω), la dinamica (e quindi la linearità) viene alterata e la frequenza di taglio inferiore aumenta in modo considerevole e può salire oltre i 30 MHz.

4. Caratteristiche del modulatore con l'amplificatore pilota

4.1 Risposta in frequenza

Per migliorare le prestazioni del modulatore e principalmente per equalizzarne la risposta in frequenza ed il livello delle distorsioni da esso introdotte è stato utilizzato un amplificatore pilota, avente le caratteristiche di linearità e di dinamica prima indicate, con una rete equalizzatrice passiva.

L'amplificatore pilota è costituito da un modulo CA 922 della Motorola, che ha un guadagno di circa 17 dB, una cifra di rumore di circa 8 dB ed un punto d'intersezione IP_3 di +41 dB(mW), valore che è adeguato alle caratteristiche richieste (vedi Tabella 2). Un'altra possibile scelta è costituita dall'amplificatore BGD 802 della Philips.

Per migliorare sia la risposta in frequenza sia l'andamento delle distorsioni al variare della frequenza, è necessario equalizzare la risposta in frequenza dell'amplificatore quando è connesso al modulatore.

Le reti equalizzatrici devono essere messe a punto sperimentalmente in modo da rendere massimamente piatta la risposta dell'insieme amplificatore-modulatore.

In figura 8 sono riportati due esempi di amplificatore utilizzanti un modulo CA

Fig. 8 - Schema di due esempi di amplificatore pilota con reti di adattamento ed equalizzazione.

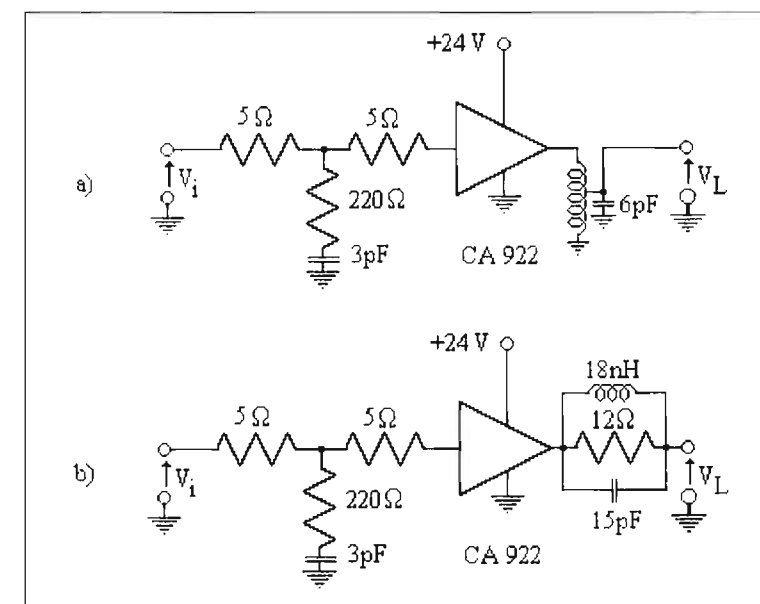
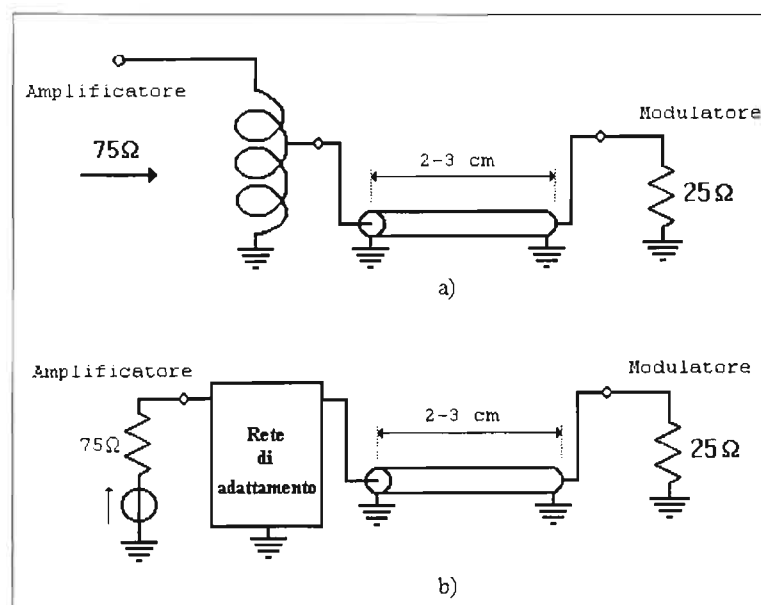
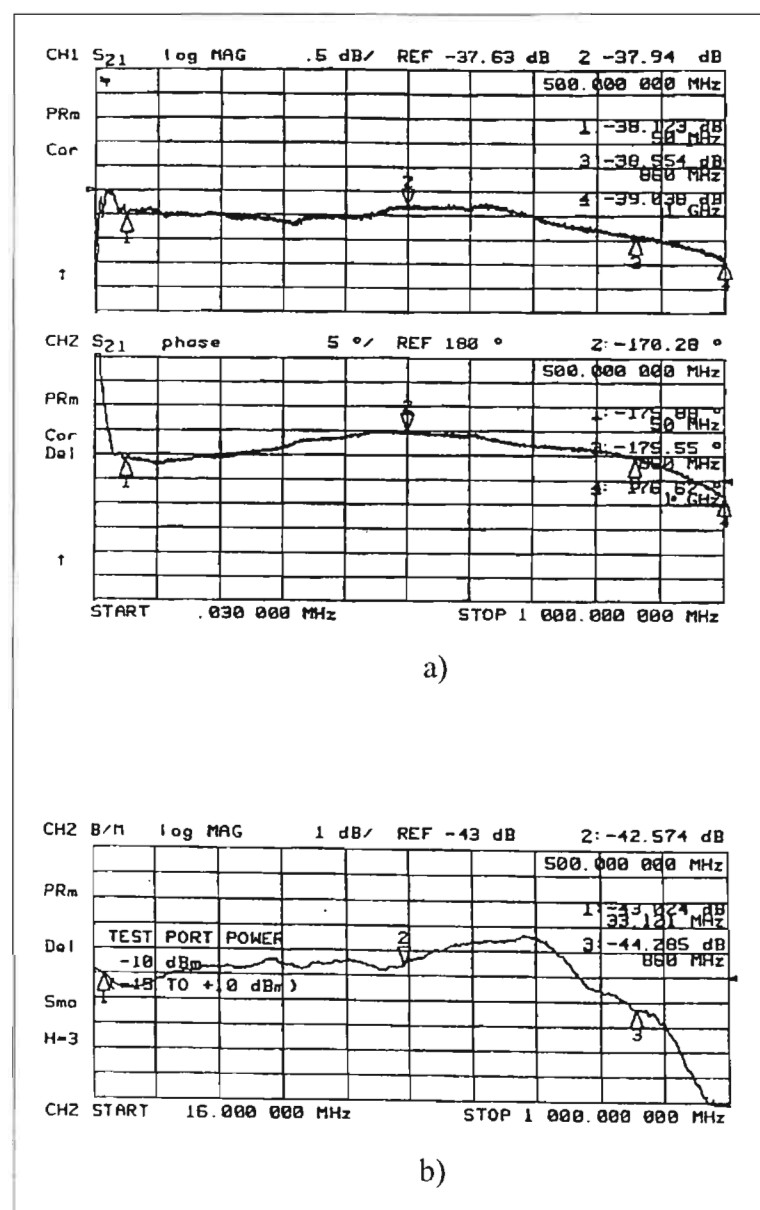



Fig. 9 - Risposta in frequenza del modulatore di Mach-Zehnder, con il circuito di adattamento di impedenza e con l'amplificatore pilota: a) andamento del modulo e della fase; b) andamento delle distorsioni di terza armonica.

922 con reti di adattamento ed equalizzazione, sia a trasformatore, sia R, L, C; di essi si è adottato il secondo schema perché è risultato più a larga banda, come detto precedentemente.

La misura della risposta in frequenza del modulatore con l'amplificatore pilota è stata eseguita mediante un analizzatore di reti (HP 8753D), nella banda da 0,3 MHz a 1000 MHz, utilizzando un rivelatore ottico campione (risposta d'ampiezza e fase). In figura 9 sono riportati gli andamenti del modulo e della fase relativi al parametro s_{21}. Si osserva che il modulo di s_{21} presenta un andamento praticamente costante, con variazioni di 0,3 dB entro la banda da 50 MHz a 860 MHz; l'andamento della fase risulta regolare entro ±3°.

4.2 Misure di distorsione

Le misure di distorsione del terz'ordine relative al modulatore con l'amplificatore pilota, sono state eseguite per verificare il miglioramento dell'andamento in funzione della frequenza.

I risultati delle misure (figura 9b) mostrano che il modulatore con l'amplificatore pilota presenta una distorsione praticamente costante ed abbastanza prossima al valore teorico di 42,8 dB, calcolato in precedenza in base alla (4). Le variazioni, in funzione della frequenza, sono abbastanza contenute e mediamente intorno a 1,5 dB.

Pertanto, l'introduzione dell'amplificatore pilota con la rete di equalizzazione migliora il comportamento globale del sistema (modulatore + amplificatore pilota) e facilita la progettazione del circuito di pre-distorsione, che deve anch'esso presentare una distorsione costante (al variare della frequenza) e complementare rispetto a quella del modulatore.

5. Linearizzazione

5.1 Metodi di linearizzazione

La caratteristica non lineare del modulatore di Mach-Zehnder può essere linearizzata con vari metodi.

Il metodo che viene qui esaminato prevede l'uso di un circuito di pre-distorsione avente una caratteristica con andamento esponenziale, come indicato in figura 10.

Altri metodi di linearizzazione richiedono un intervento sulla parte ottica del modulatore, sia per cercare di linearizzarne la caratteristica, sia per prelevare o iniettare segnali ottici, elaborati esternamente, ad esempio per introdurre segnali in controreazione.

Fig. 10 - Esempio di caratteristica di pre-distorsione.

5.2 Circuito di pre-distorsione

Per ottenere una caratteristica di pre-distorsione del tipo indicato in figura 10 possono essere usati diodi o transistori, con vari schemi circuitali (Bibl. 3). Poiché il circuito di pre-distorsione deve coprire la banda da 50 MHz a 860 MHz si è rivolta l'attenzione principalmente a circuiti con diodi ed in particolare al circuito di figura 11. Esso si basa essenzialmente sulla non linearità della caratteristica dei diodi, che ha andamento esponenziale.

I due rami, ciascuno con più diodi in serie, ma fra di loro in parallelo, producono una corrente con andamento esponenziale in funzione del livello del segnale applicato, che viene portata all'ingresso dell'amplificatore.

È opportuno osservare che:

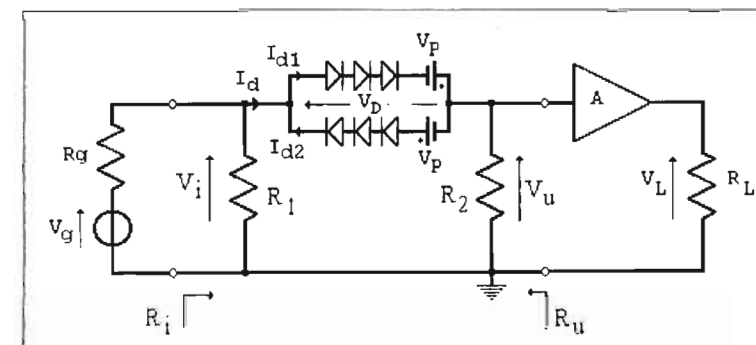
l'ampiezza del segnale da applicare ai diodi deve essere tale da ottenere la voluta non linearità

la tensione di polarizzazione V_p deve essere scelta in modo da ottenere il punto di funzionamento appropriato dei diodi (resistenza dinamica e distorsione)

l'amplificatore (i cui requisiti di dinamica e linearità sono stati esaminati precedentemente) è necessario per adeguare l'ampiezza dei segnali, trattati nel circuito di pre-distorsione, all'ampiezza dei segnali richiesti dal modulatore per ottenere adeguate profondità di modulazione.

Per ottenere un grado di libertà maggiore, è opportuno introdurre in parallelo ai diodi una resistenza R_p di valore opportuno, come riportato in figura 12. In tal modo si può ottenere un valore di amplificazione A che rientri fra i limiti richiesti dai moduli di amplificatori a larga banda disponibili in commercio ed ai requisiti del rapporto portante/rumore (C/N) che non deve essere apprezzabilmente degradato rispetto al contributo di rumore della parte ottica del sistema (RIN del laser e shot noise del ricevitore ottico).

Fig. 11 - Esempio n. 1 di circuito di pre-distorsione.

Fig. 12 - Schema elettrico semplificato del circuito di pre-distorsione con la resistenza R_p.

Il numero di diodi da utilizzare dipende da varie considerazioni di cui si dirà in seguito.

Con riferimento allo schema di figura 12, si ricava che la tensione in uscita dall'amplificatore è esprimibile mediante la relazione:

$$V_L(t) = A\ V_u(t) \qquad (12)$$

dove A è il valore dell'amplificazione.

Scrivendo l'equazione alla maglia del circuito di pre-distorsione, contenente i diodi, si ha:

$$V_i(t) = V_u(t) + V_D(t)$$
$$= (R_2//R_i')I_d(t) + V_D(t) \qquad (13)$$

dove R_i' è la resistenza d'entrata dell'amplificatore. Poiché il circuito contenente i diodi può essere considerato come una cella a π con opportuno valore di attenuazione (ad esempio 6 dB) ed adattamento d'impedenza all'entrata verso il generatore ed all'uscita verso l'amplificatore se considerati con impedenza uguale (ad esempio di 50 Ω), risulta anche $V_i(t) = V_g(t)/2$, dove $V_g(t)$ può essere:

- una sinusoide
- una somma di sinusoidi con frequenze diverse.

La corrente I_d è pari alla differenza fra le correnti I_{d1} ed I_{d2} nei due rami contenenti ciascuno $N_d/2$ diodi, se N_d è il numero totale di diodi usati nel circuito, sommata alla corrente che scorre in R_p:

$$I_d(t) = I_{d1}(t) - I_{d2}(t) + V_D(t)/R_p \qquad (14)$$

Nell'ipotesi di diodi ideali ed identici, si ha:

$$I_{d1}(t) = I_{d2}(t) = I_s\ (e^{V_{d1}(t)/(V_T N_d/2)} - 1) \qquad (15)$$

essendo $V_d(t)$ la tensione totale ai capi dei diodi in serie su ciascun ramo. Dalla figura 12 si ricava:

$$V_{d1}(t) = +V_D(t) + V_p$$
$$V_{d2}(t) = -V_D(t) + V_p$$

per cui I_d risulta espressa dalla relazione:

$$I_d(t) = I_s e^{(V_D(t)+V_p)/(V_T N_d/2)} - I_s e^{(-V_D(t)+V_p)/(V_T N_d/2)} +$$
$$+ V_D(t)/R_p =$$

$$= 2I_s e^{V_p/(V_T N_d/2)} \sinh\left(\frac{V_D(t)}{V_T N_d/2}\right) + V_D(t)/R_p =$$

$$= 2I_D \sinh\left(\frac{V_D(t)}{V_T N_d/2}\right) + V_D(t)/R_p \qquad (16)$$

dove:

- V_p è la tensione della batteria
- I_s è la corrente di saturazione inversa dei diodi
- V_T è l'equivalente in tensione della temperatura assoluta (usualmente è VT = 26 mV)
- $V_D(t)$ è la tensione indicata in figura 12
- I_D è la corrente di polarizzazione di ciascun diodo, essendo:

$$I_D = I_s e^{V_p/(V_T N_d/2)} \qquad (17)$$

Invertendo la (16) e sostituendo nella (13), si ottiene:

$$V_i(t) = R_2//R_i')I_d(t) +$$
$$+ V_T N_d/2)\ \text{arcsh}\left(\frac{I_d(t) - V_D(t)/R_p}{2I_D}\right) \qquad (18)$$

Poiché si tratta di un'equazione non lineare in I_d, la soluzione (cioè il valore della corrente di I_d in funzione del segnale d'ingresso V_i), può essere ottenuta soltanto numericamente.
L'andamento di I_d rappresenta anche quello di V_L, essendo $V_u(t) = (R_2//R_i')I_d(t)$ e tenendo conto della relazione (12).

5.3 Calcolo approssimato della linearizzazione

Per le componenti lineari, si può, in prima approssimazione, considerare che essendoci adattamento d'impedenza fra il generatore e la rete contenente i diodi (per cui $V_i(t) = V_g(t)2$), si possa porre:

$$V_D(t) \approx h\ V_g(t) \qquad (19)$$

$$h = \frac{(r_d N_d/4)//R_p}{2[(r_d N_d/4)//R_p + (R_2//R_i')]} \qquad (20)$$

essendo r_d la resistenza dinamica di ciascun diodo calcolabile dalla relazione:

$$r_d \approx V_T I_D. \qquad (21)$$

Con tale approssimazione, essendo $V_u(t) = (R_2//R_i')I_d(t)$, dalle (12), (16) e (19) si ricava:

$$V_L(t) = AV_u(t) =$$

$$A\,(R_2//R_i')\left[2I_D \sinh\left(\frac{hV_g(t)}{V_T N_d/2}\right) + \frac{hV_g(t)}{R_p}\right] \qquad (22)$$

Per quanto riguarda le componenti della corrente dei diodi di ordine superiore al primo, occorre fare riferimento al circuito equivalente di figura 13, dove si osserva che le armoniche della corrente dei diodi, in particolare la terza, subiscono una partizione verso il carico $(R_2//R_i')$.
La partizione subita dalle armoniche è data dalla relazione seguente:

$$\gamma = \frac{R_p}{R_p + (R_i//R_g) + (R_2//R'_i)} = \frac{R_p}{R_p + 2R_A} \qquad (23)$$

dove, essendoci adattamento di impedenza, si è posto:

$$R_A = (R_i//R_g) = (R_2//R'_i) \qquad (24)$$

Ponendo ancora:

$$K_P = A\ (R_2//R_i')\ 2I_D\ \gamma \qquad (25)$$

$$x = \frac{hV_g(t)}{V_T N_d/2} \qquad (26)$$

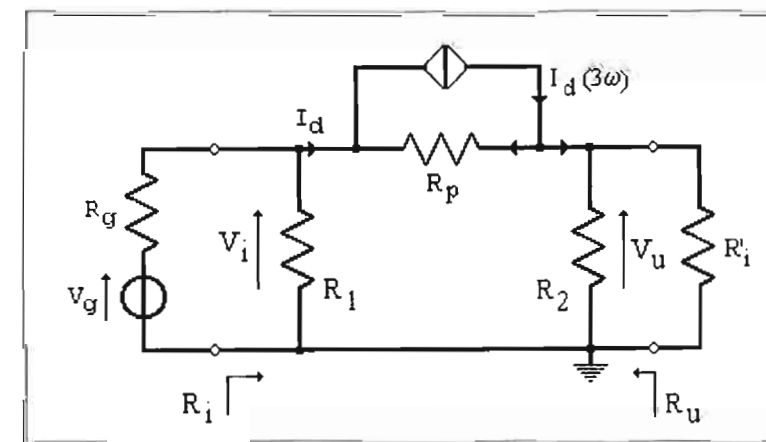
$$\alpha = \frac{1}{\gamma}\left(1 + \frac{r_d N_d/4}{R_p}\right) \qquad (27)$$

sviluppando in serie di potenze la funzione sinh (x), si ottiene:

$$V_L(t) = Kp\left(\alpha x + \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} + \ldots\ldots\right) \qquad (28)$$

Riscrivendo la (2) relativa al modulatore di Mach-Zehnder, dove $\theta = K_m V$, si ricava:

$$P_u = K_2\left(K_m V - \frac{K_m^3 V^3}{3!} + \frac{K_m^5 V^5}{5!} - \ldots\ldots\right) \qquad (29)$$

Fig. 13 - Schema elettrico del circuito di pre-distorsione per le correnti di ordine superiore al primo in particolare di terza armonica.

Introducendo la (28) nella (29), essendo $V = V_L(t)$, nel caso che il segnale d'ingresso sia sinusoidale:

$$V_g(t) = V_g \cos \omega t, \qquad (30)$$

per cui si ha:

$x = V_s \cos \omega t$,

dove $V_s = hV_g/(V_T N_d/2)$, si ricava:

$$P_u = K_T K_m \left[K_p \left(\alpha V_s \cos \varpi t + \frac{V_s^3}{3!} \cos^3 \varpi t + \frac{V_s^5}{5!} \cos^5 \varpi t\right) \right] - K_2 \frac{K_m^3}{3!} \left[K_p \left(\alpha V_s \cos \varpi t + \frac{V_s^3}{3!} \cos^3 \varpi t + \frac{V_s^5}{5!} \cos^5 \varpi t\right) \right]^3 + K_2 \frac{K_m^5}{5!} \left[K_p \left(\alpha V_s \cos \varpi t + \frac{V_s^3}{3!} \cos^3 \varpi t + \frac{V_s^5}{5!} \cos^5 \varpi t\right) \right]^5 - K_2 \frac{K_m^7}{7!} \left[K_p \left(\alpha V_s \cos \varpi t + \frac{V_s^3}{3!} \cos^3 \varpi t + \frac{V_s^5}{5!} \cos^5 \varpi t\right) \right]^7 \qquad (31)$$

Si ottiene la compensazione dei soli termini di terzo ordine se vale la relazione:

$$K_m \frac{K_p V_s^3}{3!} = \frac{K_m^3}{3!} K_p^3 V_s^3 \alpha^3 \qquad (32)$$

dalla quale si ricava:

$K_m^2 K_p^2 = 1/\alpha^3$

cioè:

$$K_p = 1/(K_m \sqrt{\alpha^3}) \qquad (33)$$

Pertanto, si dimostra che la pre-distorsione con il circuito di figura 12 è adatta ad effettuare la compensazione della caratteristica del modulatore di Mach-Zehnder con andamento sinusoidale, ma soltanto per i termini di terz'ordine. Generalmente i termini di ordine superiore, in particolare quelli di quint'ordine, sono di livello tale da poter essere trascurati.

Ricordando che $K_m = \pi/V_\pi$, si ottiene:

$$K_p = V_\pi/(\pi \sqrt{\alpha^3}) = 1{,}533/(\sqrt{\alpha^3}) \qquad (34)$$

Affinché la (32) sia verificata con sufficiente approssimazione, occorre scegliere l'amplificazione (A) ed il punto di funzionamento dei diodi del circuito di pre-distorsione in modo da ottenere una adeguata riduzione della distorsione.

5.4 Determinazione delle condizioni di lavoro del circuito di pre-distorsione

Per ricavare le condizioni di lavoro del circuito di pre-distorsione, in termini sia di tensione di polarizzazione V_P in funzione delle caratteristiche dei diodi usati, sia di valore dell'amplificazione (A) richiesta, occorre determinare l'ampiezza del segnale d'ingresso (V_i) che consente di generare armoniche con ampiezza uguale (ma di segno opposto) a quelle generate dalla caratteristica sinusoidale del modulatore.

Il segnale di uscita dal circuito di pre-distorsione è espresso dalla (28); nel caso di un solo segnale applicato:

$$x = V_s \cos \omega t \qquad (35)$$

si ottiene:

$$V_L(t) = K_p\left(\alpha V_s \cos \omega t + \frac{V_s^3}{3!} \cos^3 \omega t + \frac{V_s^5}{5!} \cos^5 \omega t + \ldots\right) \qquad (36)$$

Linearizzazione di un modulatore elettro-ottico per **impianti di CATV**

Sviluppando, si ricava:

$$V_L(t) = K_P \left[\alpha V_s \cos \omega t + \frac{1}{6} V_s^3 \left(\frac{3}{4} \cos \varpi t + \frac{1}{4} \cos 3 \varpi t\right) + \ldots\ldots \right] \qquad (37)$$

Il rapporto fra il termine (C) alla frequenza fondamentale ω e quello (D_3) alla frequenza 3ω è dato dalla espressione:

$$C/D_3 = \frac{\alpha + \frac{1}{8} V_s^2}{\frac{1}{24} V_s^2} \qquad (38)$$

Per ottenere la compensazione della distorsione del terzo ordine introdotta dal modulatore, tale rapporto deve essere uguale al valore di C/D_3 calcolato in precedenza per il modulatore: $C/D_3 = 138{,}72$ (42,84 dB) quando la profondità di modulazione è del 40 %.

Risolvendo la (38) rispetto a V_s si ottiene:

$$V_s = \frac{hV_g}{V_T N_d/2} = \sqrt{\frac{24\alpha}{C/D_3 - 3}} \qquad (39)$$

I valori di R_1 e R_2 (generalmente di valore uguale, data la simmetria del circuito) si possono scegliere considerando che la cella a π deve introdurre un'attenuazione (a) di valore prefissato, calcolabile anche dalla relazione:

$$a = [R_2//R_i' + (r_d N_d/4)//R_p]/(R_2//R_i'). \qquad (40)$$

Ad esempio, se si desidera introdurre un'attenuazione di circa 6 dB ($a \approx 2$), si può scegliere $R_1 = R_2 = 150\ \Omega$. Imponendo poi l'adattamento d'impedenza, si ricava il valore della resistenza serie (costituita dalla resistenza dinamica dei diodi $N_d r_d/4$ in parallelo a R_p) della cella a π, che risulta in questo caso di 37,5 Ω. Scegliendo ancora, ad esempio, $R_p = 43{,}2\ \Omega$ si ricava $r_d = 568{,}4\ \Omega$.

Inoltre, considerando che sia $R_g = R_i' = 50\ \Omega$, supponendo di utilizzare una sola coppia di diodi ($N_d = 2$), risulta dalla (20): $h = 0{,}25$ e $\gamma = 0{,}3655$.

Con questi valori si ricava $\alpha = 20{,}74$

Dalla (39), essendo $V_T = 26$ mV, si ricava:

$V_i = V_g/2 = 99{,}6\ mV_{picco}$ (70,4 mV_{eff}) (-10,04 dB(mW)).

Applicando tensioni maggiori o minori rispetto a tale valore, si ottengono valori del rapporto C/D_3 corrispondentemente minori o maggiori.

Dal valore di r_d si ricava il valore della corrente di polarizzazione dei diodi:

$I_D = V_T/r_d = 0{,}04574$ mA

L'amplificazione A può essere ricavata dalla (25):

A = 12,958 (22,25 dB)

Invece che con la (25), l'amplificazione A può essere ricavata ricordando che la tensione (V_L) da applicare al modulatore, per ottenere il suddetto valore di C/D_3 corrisponde al 40% di modulazione dove $\theta = 0{,}4115$; si ha:

$V_{L(picco)} = 0{,}4115\ V_\pi/\pi = 0{,}631$ V (0,446 V_{eff}, 6 dB(mW))

Pertanto, il rapporto fra la tensione V_L e quella d'ingresso V_i è pari a 6,335 (16,03 dB).

L'amplificazione A può essere ricavata considerando che la cella a π introduce un'attenuazione di 6,02 dB; quindi risulta: A = 12,67 (22,055 dB), valore che verifica abbastanza bene il calcolo precedente.

Poiché la cifra di rumore dell'amplificatore è stimabile in circa 8 dB, mentre il livello delle portanti (con profondità di modulazione del 4%) è di C = -14 dB(mW), risulta che il livello del rumore all'uscita dell'amplificatore, applicando la (10) è di circa N = -76,75 dB(mW). Quindi si ha: C/N = 62,75 dB, valore da considerare accettabile.

Nella Tabella 4 sono riportati i valori delle principali grandezze prima calcolate, per diversi valori di N_d, con varie scelte per R_1, R_2 e R_p.

Tabella 4
Valori per il progetto del circuito di pre-distorsione

Parametri	Valori									
Num.diodi (N_d)	2	2	4	4	6	6	6	6	6	6
R_s (Ω)	50,00	50,00	50,00	50,00	50,00	50,00	50,00	50,00	50,00	50,00
R_1 (Ω)	150,00	150,00	150,00	150.00	150,00	150.00	120,00	120,00	100,00	100,00
R_2 (Ω)	150,00	150,00	150,00	150,00	150,00	150,00	120,00	120,00	100,00	100,00
$[(N_d r_d)/4]//R_p$ (Ω)	75,00	75,00	37,50	37,50	25,00	25,00	33,61	33,61	44,44	44,44
A	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,43	2,43	3,00	3,00
a(dB)	6,02	6,02	6,02	6,02	6,02	6,02	7,71	7,71	9,54	9,54
H	0,2500	0,2500	0,2500	0,2500	0,2500	0,2500	0,2941	0,2941	0,3333	0,3333
R_p (Ω)	47,00	43,20	56,20	39,00	82,50	43,20	82,50	54,00	82,50	70,00
r_d (Ω)	371,05	368,42	112,70	975,00	45,83	189,47	86,44	307,04	231,58	933,33
γ	0,3852	0,3653	0,4284	0,3421	0,5238	0,3653	0,5389	0,4334	0,5331	0,5122
α	12,84	20,74	7,02	76,00	3,50	20,74	4,77	34,80	9,42	41,00
I_0(mA)	0,0701	0,0457	0,2307	0,0267	0,5673	0,1372	0,3008	0,0313	0,1123	0,0279
A(dB)	24,33	22,25	20,94	10,59	20,44	12,71	22,19	13,56	22,16	15,77
V_i(40%)(V)	0,0554	0,0704	0,0819	0,2696	0,0868	0,2112	0,0861	0,2326	0,1068	0,2228
P_i(dBm)(40%)	-12,12	-10,04	-8,72	1,62	-8,22	-0,43	-8,29	0,34	-6,42	-0,03
P_i(dBm)(4%)	-32,36	-30,28	-28,97	-18,62	-28,47	-20,74	-28,53	-19,90	-26,16	-20,28
P_i(dBm)(3,5%)	-33,52	-31,44	-30,13	-19,78	-29,63	-21,90	-29,69	-21,06	-27,82	-21,44

La scelta migliore fra quelle indicate può essere effettuata cercando di utilizzare un solo modulo amplificatore (amplificazione massima di 17 dB) ed ottenere anche una bassa potenza applicata. Fra di esse viene considerata quella con N_d = 6 e con R_p = 70 Ω.

A conclusione dei calcoli eseguiti, nella Tabella 5 ed in figura 14 si riporta l'andamento teorico della distorsione di terza armonica (D_3/C) del modulatore di Mach-Zehnder e dei circuiti di pre-distorsione, in funzione della profondità di modulazione (m).

Si osserva che tali andamenti sono gli stessi mentre le componenti di distorsione di terz'ordine sono in opposizione di fase. L'entità della compensazione che si può ottenere a larga banda dipendente dalla risposta in frequenza (modulo e fase) del modulatore e del circuito di predistorsione, che deve essere compresa entro opportune tolleranze (v. Appendice A).

Tabella 5
Distorsioni di terza armonica (D_3/C) per il modulatore di Mach-Zehnder e per i circuiti di pre-distorsione in funzione della profondità di modulazione (m = θ)

m(%)	D_3/C(dB)
10,00	-66,75
20,00	-54,74
30,00	-47,76
40,00	-42,84
50,00	-39,07
60,00	-36,03
70,00	-33,50
80,00	-31,35
90,00	-29,49
100,00	-27,86

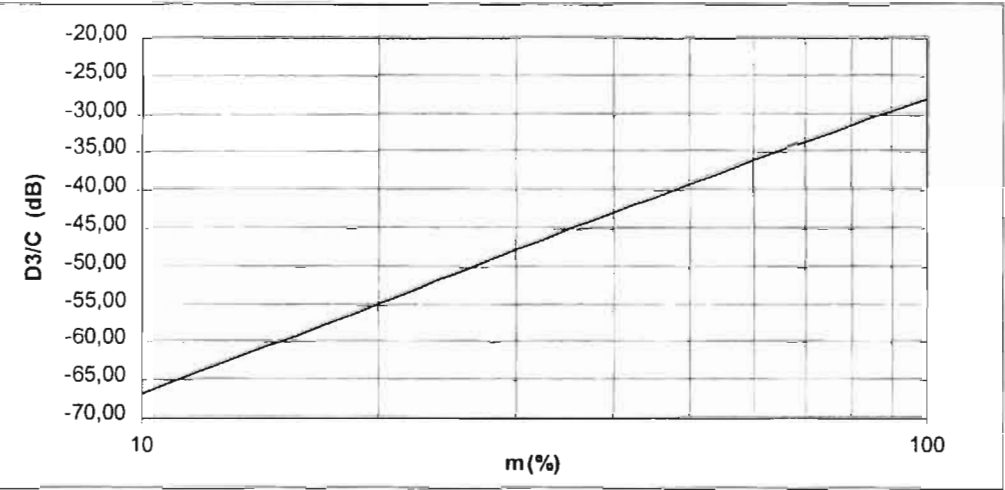
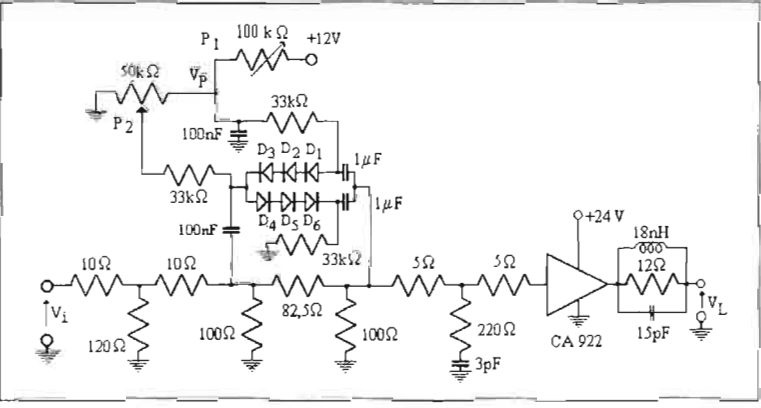



Fig. 14 - Andamento teorico di D3/C per il modulatore e per i circuiti di pre-distorsione in funzione della profondità di modulazione (m = θ).

Fig. 15 - Sotto, schema del circuito di pre-distorsione per il modulatore di Mach-Zehnder, con l'amplificatore pilota. I diodi Schottky sono polarizzati a corrente costante.

5.5 Schema del circuito di pre-distorsione

Tenendo conto delle considerazioni e dei calcoli svolti in precedenza si è sperimentato un circuito di pre-distorsione come riportato in figura 15, con N_d = 6 diodi. Invece della resistenza R_p di 70 Ω si è introdotta quella da 82,5 Ω (1%) perché le impedenze nominali previste per l'amplificatore (50 Ω non sono state rispettate sperimentalmente, essendo stato usato un amplificatore con impedenza d'entrata nominale di 75 Ω.

Si osserva che il segnale d'ingresso viene dapprima inviato ad un attenuatore resistivo a T di circa 3,5 dB e poi alla rete a π, contenente i diodi, che presenta un'attenuazione di circa 9 dB. Successivamente vi è ancora un attenuatore a T di circa 1,5 dB e poi l'amplificatore pilota. Pertanto, la parte del circuito di pre-distorsione, contenente i diodi, che precede l'amplificatore, presenta un'attenuazione di circa 14 dB.

La corrente di polarizzazione nei diodi (circa 30 µA) è ottenuta attraverso due resistenze di valore elevato (33 kΩ) ed un opportuno valore di V_p, mentre la corrente di segnale proveniente dai due rami di diodi viene raccolta mediante i condensatori da 1 µF. Il condensatore da 100 nF sull'altro ramo dei diodi serve per il disaccoppiamento della componente continua.

La corrente di polarizzazione dei diodi viene regolata variando la tensione (V_p) tramite il potenziometro P_1.

In particolare i due potenziometri servono per regolare:

- la corrente nei diodi Schottky (P_1), al fine di minimizzare le distorsioni globali,
- il bilanciamento (P_2) delle correnti nei due rami di diodi Schottky, per minimizzare le distorsioni di second'ordine del circuito di pre-distorsione.

I diodi Schottky utilizzati nel circuito sono del tipo MA4E976L della MACON.

L'amplificazione è di circa 17 dB ed è ottenuta mediante l'amplificatore CA 922 della Motorola.

Il livello di segnale da applicare all'entrata per il 4% di profondità di modulazione è di -17 dB(mW) e di -18 dB(mW) per il 3,5%. Tale valore è superiore a quello indicato nella Tabella 4 perché all'entrata (prima del circuito di pre-distorsione) è stato introdotto l'attenuatore a T di circa 3,5 dB

Le misure di CTB e XMOD eseguite sul modulatore ottico, linearizzato utilizzando il suddetto circuito di pre-distrosione, sono riportate nella Tabella 6.

Tabella 6
Misure di CTB e XMOD con 80 canali OMI = 3,5%

Frequenza di misura (MHz)	CTB (dB)	XMOD (dB)
55,25	-65	-55
313,25	-64	-54
553,25	-65	-55

I risultati delle misure mostrano che il valore di CTB è nettamente migliore rispetto a quello di XMOD, quando la minimizzazione delle distorsioni è stata eseguita misurando il CTB.

Un miglioramento del valore di XMOD può essere ottenuto riducendo leggermente (circa un 10%) il valore della corrente di polarizzazione nei diodi. In tal caso, però il valore di CTB peggiora.

Per cercare una spiegazione a tale comportamento è stata eseguita la caratterizzazione del circuito di pre-distorsione ed in particolare la misura della distorsione di terza armonica da esso introdotta al variare del livello del segnale applicato all'entrata.

5.6 Caratterizzazione sperimentale del circuito di pre-distorsione

Per caratterizzare sperimentalmente il circuito di pre-distorsione sono state effettuate misure relative:

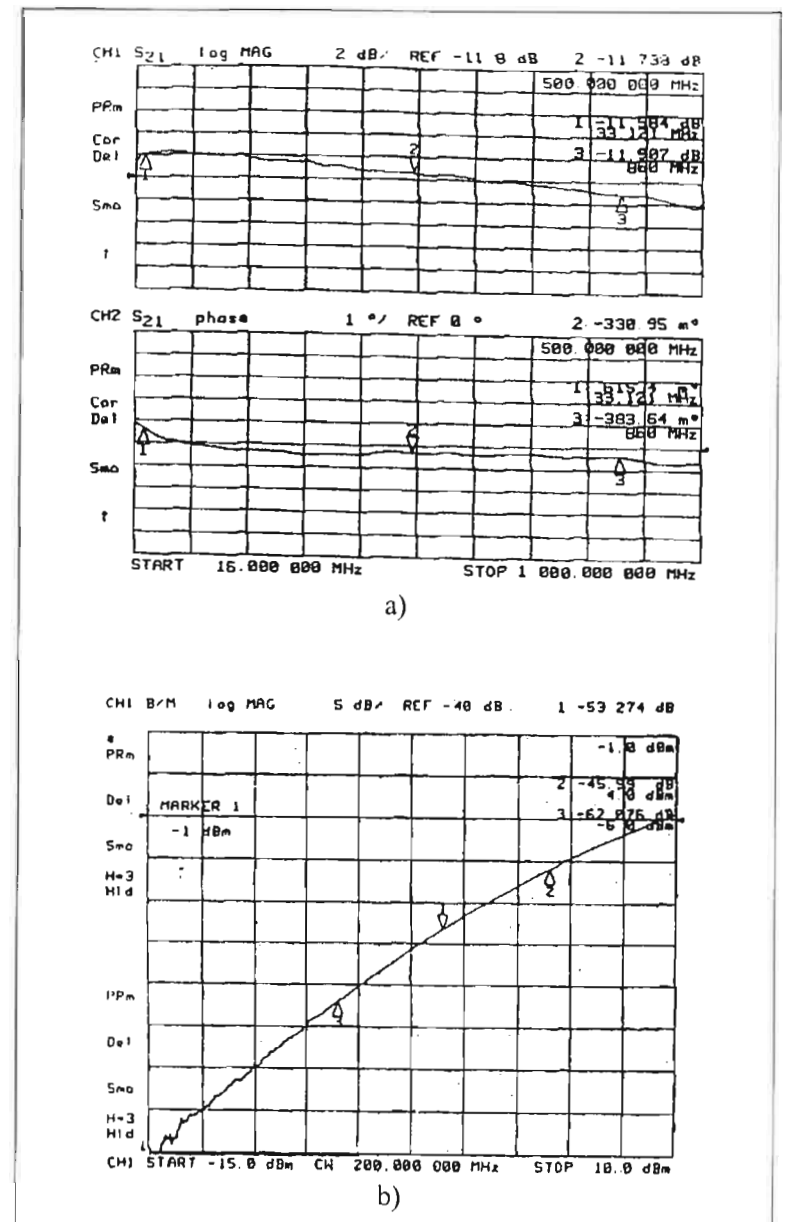
- alla risposta in frequenza (modulo, fase)
- alle distorsioni del terz'ordine.

5.6.1 Misure di risposta in frequenza

La misura della risposta in frequenza del circuito di pre-distorsione, con l'amplificatore pilota, è stata eseguita mediante un analizzatore di reti, nella banda fino a 1000 MHz. In figura 13a sono riportati gli andamenti del modulo e della fase relativi al parametro s_{21}.
Prima di eseguire tale misura il circuito di pre-distorsione è stato regolato in modo da minimizzare la distorsione di intermodulazione (CTB), quando funziona in cascata col modulatore.

5.6.2 Misure di distorsione

La caratterizzazione della distorsione di terza armonica del circuito di pre-distorsione di figura 15, è stata effettuata in modo analogo a quella per il modulatore ottico (Mach-Zehnder), cioè misurando il rapporto D_3/C al variare del livello del segnale d'entrata, alla frequenza di 200 MHz.
L'andamento (v. figura 16b) mostra che se il segnale applicato ha un livello superiore a 0 dB(mW) l'incremento di D_3/C va riducendosi rispetto al valore desiderato di 2dB di incremento di D_3/C per ogni dB di incremento del livello del segnale applicato.
Tale comportamento è da attribuire alle distorsioni di ordine pari (prevalentemente quelle di secondo ordine) che generano anche componenti continue che alterano il punto di lavoro dei diodi.
Infatti, è importante osservare che le componenti di distorsione di ordine pari si compensano in base alla struttura simmetrica (push-pull) del circuito di pre-distorsione, mentre ciò non avviene per le componenti continue, essendo in tal caso i diodi in serie.
Poiché nel circuito di pre-distorsione di figura 15 la polarizzazione dei diodi Schottky è stata ottenuta a corrente costante, la presenza di componenti continue di corrente, dovute alle distorsioni di ordine pari, determina la riduzione della tensione del punto di lavoro dei diodi Schottky. Tale variazione della tensione del punto di lavoro comporta anche una riduzione dell'entità delle distorsioni di ordine dispari generate ed in particolare di quelle di terza armonica.

Fig. 16 - Circuito di pre-distorsione di fig. 15: a) andamento della risposta in frequenza, b) andamento delle distorsioni di terza armonica.

Ne consegue che all'aumentare del livello del segnale applicato al circuito di pre-distorsione, la distorsione di terza armonica aumenta in misura minore di quanto dovrebbe avvenire (dovrebbe aumentare di 2 dB per dB) se il punto di lavoro rimanesse costante, essendoci la suddetta contemporanea riduzione della tensione del punto di lavoro dei diodi, che comporta un minor incremento delle distorsioni (in particolare di terza armonica), come evidenziato dalla curva di figura 16b.
La presenza di tale effetto non consente di mantenere invariata la compensazione delle distorsioni di terzo ordine al variare del livello del segnale applicato, come sarebbe necessario in pratica, essendo i segnali televisivi modulati d'ampiezza e con livelli e profondità di modulazione variabili nel tempo.
In particolare tale effetto comporta che il punto di lavoro dei diodi che minimizza la distorsione durante la misura del CTB sia diverso da quello che minimizza la distorsione durante la misura di XMOD, col metodo NCTA (Bibl. 5).

5.7 Metodi per migliorare le prestazioni del circuito di predistorsione

Per eliminare il comportamento indesiderato prima descritto, occorre polarizzare i diodi Schottky a tensione costante invece che a corrente costante. Per ottenere questo scopo possono essere usati diversi metodi.

5.7.1 1° metodo

Un primo metodo per polarizzare i diodi Schottky a tensione costante è riportato in figura 17.

Si osserva che sono stati introdotti ulteriori due diodi (D_7 e D_8), che vengono polarizzati con una corrente (alcuni mA) molto superiore a quella che attraversa i diodi D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 e D_6, in modo da ottenere sia la caduta di tensione necessaria per polarizzare correttamente (cioè con il voluto valore di tensione) i 6 diodi usati per introdurre la pre-distorsione, sia una bassa impedenza interna, ulteriormente ridotta (per il segnale r.f.) dalla presenza di un condensatore in parallelo a ciascun diodo.
Eseguendo la misura di D_3/C al variare del segnale d'entrata applicato al circuito di pre-distorsione si ottiene (v. figura 18) un andamento che è praticamente quello desiderato (2 dB di incremento di D_3/C per ogni dB di incremento del segnale d'entrata), per livelli di segnale fino intorno a 0 dB(mW); tale andamento si scosta leggermente da quello desiderato per livelli di segnale più elevati di 0 dB(mW), a causa della presenza del contributo delle distorsioni di quint'ordine.
La ottimizzazione del circuito viene ottenuta scegliendo opportunamente il valore sia delle resistenze della cella a π (R_1, R_2 e R_p della figura 17), sia della corrente di polarizzazione dei diodi, così da minimizzare le distorsioni di terz'ordine, quando il circuito di pre-distorsione è collegato al modulatore di Mach-Zehnder.

Si osserva in figura 17 che nella cella a π la resistenza R_2 (il cui valore deve essere di 100 Ω) è sostituita dal parallelo delle due resistenze da 200 Ω usate anche per la polarizzazione dei diodi.

Per verificare il buon funzionamento del circuito di figura 17, si sono eseguite misure di CTB e XMOD e si sono ottenuti i risultati riportati nella Tabella 7, che mostrano un buon accordo fra le misure di CTB e di XMOD, per una stessa condizione di polarizzazione dei diodi.
Tuttavia, il valore minimo di CTB e di XMOD si ottiene per valori della tensione presente ai capi dei diodi Schottky che differiscono di circa 40 mV. In particolare, la tensione ai capi dei diodi Schottky che consente di ottenere il minimo di XMOD è superiore di circa 40 mV rispetto alla tensione che consente di ottenere il minimo di CTB.
Tale situazione è complementare a quella che si ha con la polarizzazione dei diodi a corrente costante, situazione nella quale risulta maggiore la differenza sia fra i valori di polarizzazione per ottenere il minimo di CTB e di XMOD, sia fra i valori di CTB e di XMOD a parità di polarizzazione.

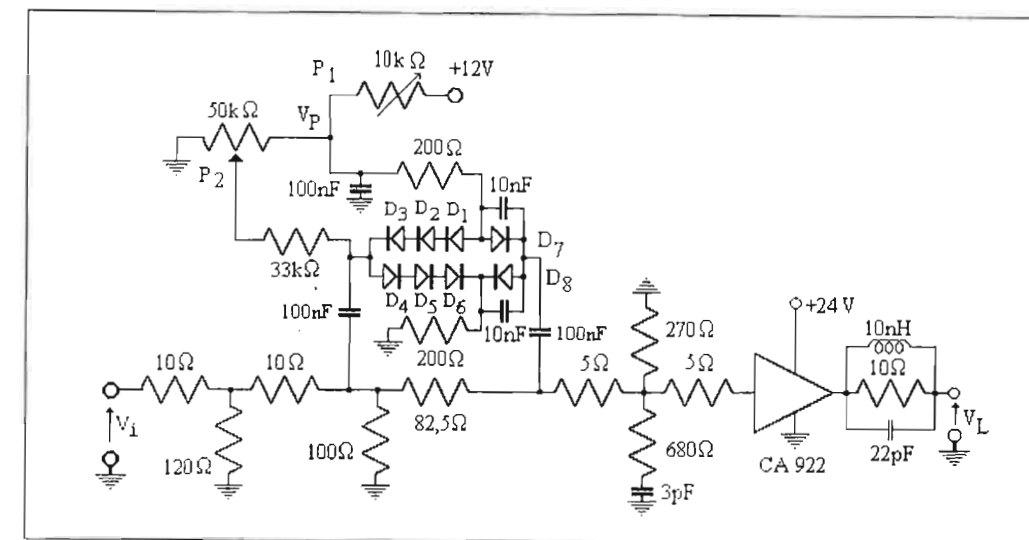



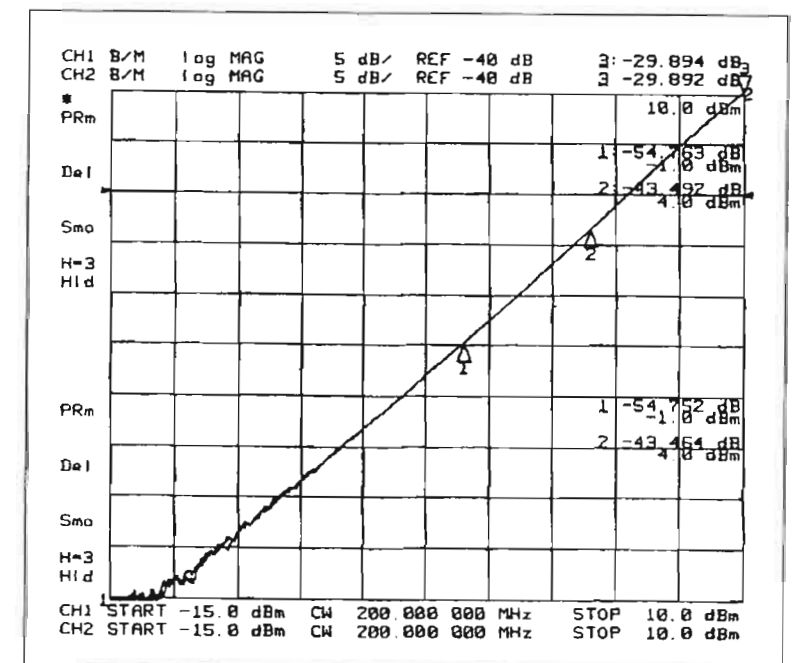
Fig. 17 - Schema del circuito di pre-distorsione con diodi polarizzati a tensione costante.

Tabella 7
Misure di CTB e XMOD con 80 canali OMI = 3,5%

Frequenza di misura (MHz)	CTB (dB)	XMOD (dB)
55,25	-65	-63
355,25	-64	-62
547,25	-65	-63

5.7.2 2° metodo

Un secondo metodo per mantenere costante la tensione sui diodi Schottky al variare del livello del segnale applicato e delle distorsioni (in particolare di quelle di ordine pari) che ne conseguono, è quello di agire sul valore della corrente che li attraversa, che deve essere aumentata quando diventano significative le distorsioni di ordine pari. Tale scopo può essere ottenuto con due circuiti diversi, descritti nel seguito.

Fig. 18 - Andamento delle distorsioni di terza armonica per il circuito di pre-distorsione di fig. 17.

a) Primo circuito

Un primo circuito (figura 19) di attuazione del 2° metodo è quello di imporre la tensione di polarizzazione dei diodi Schottky ricavandola dalla misura della variazione di corrente sulla resistenza R_x da 1 kΩ e dalla tensione V_{yy}.

Si ha:

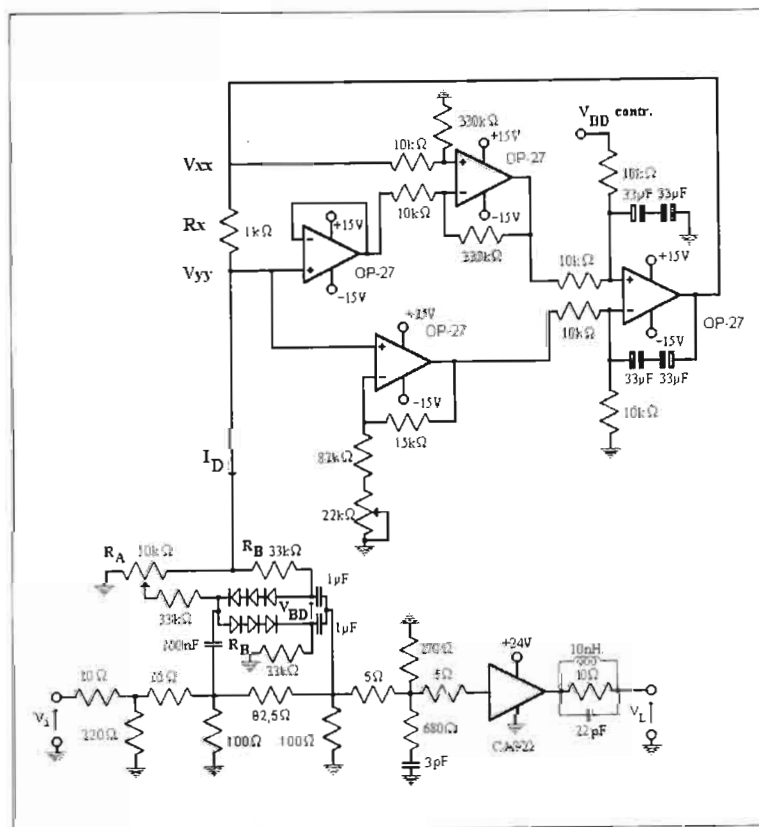
$$V_{BD} = V_{yy} - [I_D - (V_{YY}/R_A)] \cdot 2R_B$$

da cui:

$$V_{BD} = V_{yy} \cdot [1+(2R_B/R_A)] - I_D \cdot 2R_B$$

Essendo:

$$V_{XX} = \int \{ [V_{yy} \cdot [1+(2R_B/R_A)] - I_D \cdot 2R_B - V_{BD\,contr} \} dt = cost$$

Fig. 19 - Schema di circuito di pre-distorsione con diodi polarizzati a tensione costante (2° metodo).

a regime si ha:

$$V_{yy} \cdot [1+(2R_B/R_A)] - I_D \cdot 2R_B = V_{BD\,contr}$$

ovvero la tensione di polarizzazione dei diodi Schottky risulta essere quella impostata ($V_{BD\,contr}$).
Eseguendo la misura di D_3/C al variare del livello del segnale applicato al circuito di pre-distorsione si ottiene un andamento che è praticamente coincidente con quello già ricavato (v. figura 18) per il circuito di figura 17.

Per verificare il buon funzionamento del circuito di figura 19, si sono ripetute le misure di CTB e di XMOD e si sono ottenuti risultati simili a quelli già riportati nella Tabella 7, che mostrano il buon accordo fra le misure di CTB e di XMOD, per una stessa condizione di polarizzazione dei diodi.

Valgono anche in questo caso le considerazioni riportate per il circuito di figura 17, relative alla differenza fra le tensioni ai capi dei diodi Schottky che consentono di ottenere il minimo di CTB e di XMOD.

b) Secondo circuito

Un secondo circuito che consente di attuare il 2° metodo è riportato in figura 20, dove si misura direttamente la tensione ai capi dei diodi Schottky per mezzo di un amplificatore per strumentazione e si varia di conseguenza la tensione V_{xx}.
La tensione $V_{BD,contr}$ permette di impostare il valore della tensione desiderata (V_{BD}) ai capi dei diodi in funzione dell'entità delle distorsioni richieste. L'amplificatore per strumentazione (Instr. Amp.) ed il successivo integratore agiscono sulla tensione V_{xx} in modo da ottenere il voluto valore della tensione V_{BD}.

Eseguendo la misura di D_3/C al variare del livello del segnale applicato al circuito di pre-distorsione si ottiene lo stesso andamento (vedi figura 18) già ottenuto per i circuiti di figura 17 e 19.
Per verificare il buon funzionamento del circuito di figura 20, si sono ripetute le misure di CTB e XMOD e si sono ottenuti risultati simili a quelli già riportati nella Tabella 7, che mostrano il buon accordo fra misure di CTB e di XMOD, per una stessa condizione di polarizzazione dei diodi.
Valgono anche in questo caso le considerazioni già riportate per il circuito di figura 17, relative alla differenza fra le tensioni di polarizzazione che consentono di ottenere il minimo di CTB e di XMOD.

Fig. 20 - Schema di circuito di pre-distorsione con diodi polarizzati a tensione costante (2° metodo).

5.7.3 3° metodo

Il terzo metodo costituisce un miglioramento rispetto ai primi due. Infatti, nei circuiti che attuano i primi due metodi si è riscontrato che con livelli di segnale superiori a 0 dB(mW) incominciano a diventare significativi i contributi delle distorsioni di quint'ordine.

Ne consegue che i valori della tensione ai capi dei diodi Schottky, che minimizzano il valore di CTB o di XMOD, non sono coincidenti, ma differiscono di circa 40 mV, nel punto di lavoro prescelto.

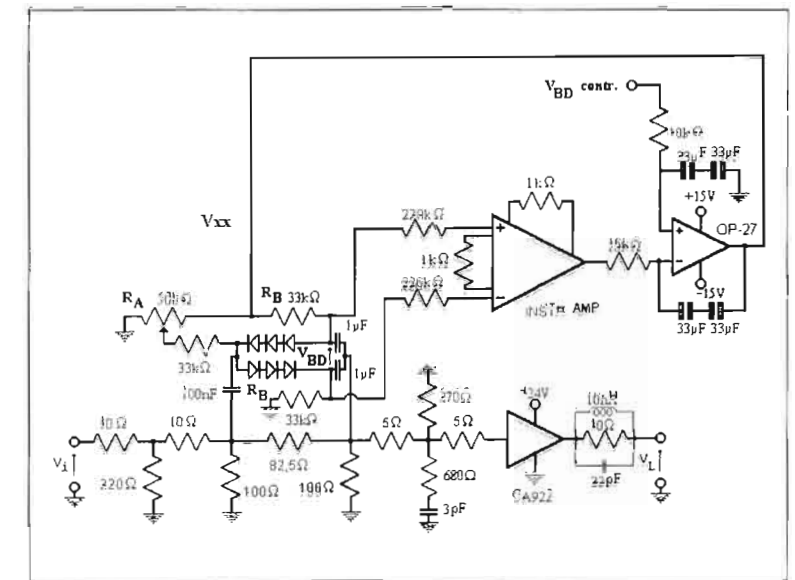
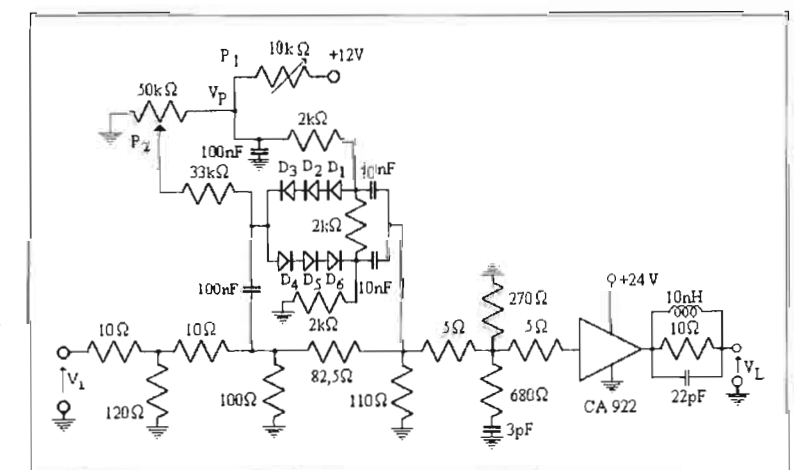
Tenendo conto di questo risultato è stato progettato un nuovo circuito di predistorsione (vedi figura 21), nel quale la tensione ai capi dei diodi Schottky non resta più costante, ma varia di tanto quanto basta perché le distorsioni di terz'ordine (D_3/C) risultino con andamento canonico (2 dB di incremento per ogni dB di incremento del livello del segnale applicato) anche per livelli di segnale superiori a 0 dB(mW), come risulta dalla figura 22.
Si osserva che la variazione della tensione di polarizzazione dei diodi Schottky è ottenuta tramite una resistenza con valore di 2kΩ. Tale valore è stato dedotto sperimentalmente avendo misurato che per passare dalla minimizzazione delle distorsioni di CTB alla minimizzazione delle distorsioni di XMOD occorre variare la tensione (ΔV) ai capi dei diodi di circa 40mV, mentre la corrispondente variazione della corrente (ΔI) nei diodi è risultata di circa 20 μA.

Quindi il valore della resistenza da introdurre nel circuito (in parallelo ai diodi) è dato da ΔV/ΔI = 40mV/20μA = 2 kΩ.

Fig. 21 - Schema di circuito di pre-distorsione con diodi polarizzati a tensione quasi costante (3° metodo).

Si sono poi usate ancora due resistenze da 2 kΩ per completare il circuito di polarizzazione verso massa e verso la tensione di polarizzazione V_P.

Il valore di queste due resistenze non è critico, ma inflenza soltanto il valore finale della tensione V_P necessaria per la polarizzazione ottimale.

Con la scelta dei suddetti valori di resistenza, la tensione di polarizzazione ottimale per V_P è risultata di circa 2,7 V.

Eseguendo la misura di D_3/C al variare del livello del segnale applicato al circuito di pre-distorsione si ottiene (v. figura 22) un andamento che è praticamente quello canonico (2 dB di incremento di D_3/C per ogni dB di incremento del segnale d'entrata) anche per livelli di segnale superiori a 0 dB(mW). La figura 22 evidenzia la differenza fra l'andamento ottenibile con i circuiti relativi al 1° e 2° metodo (curva A) e l'andamento ottenibile con il circuito relativo al 3° metodo (curva B).

Fig. 22 - Confronto delle distorsioni di terza armonica per i circuiti di pre-distorsione funzionanti con i vari metodi. Curva A: 1° e 2° metodo, Curva B: 3° metodo.

La ottimizzazione del circuito di figura 21 viene ottenuta scegliendo opportunamente il valore sia delle resistenze della cella a (R_1, R_2 e R_p), sia della corrente di polarizzazione dei diodi, così da minimizzare le distorsioni di terz'ordine, quando il circuito di pre-distorsione è collegato al modulatore di Mach-Zehnder.

Infine per verificare il buon funzionamento del circuito di figura 21, si sono ripetute le misure di CTB e di XMOD e si sono ottenuti i risultati riportati nella Tabella 8, che mostrano il buon accordo fra misure di CTB e di XMOD, per una stessa condizione di polarizzazione dei diodi Schottky, cioè la tensione che minimizza le distorsioni è risultata uguale sia per le misure di CTB sia per quelle di XMOD.

Tabella 8
Misure di CTB e XMOD con 80 canali OMI = 3,5%

Frequenza di misura (MHz)	CTB (dB)	XMOD (dB)
55,25	-65	-65
355,25	-64	-64
547,25	-65	-65

Pertanto il circuito riportato in figura 21 rappresenta l'ottimizzazione del circuito di pre-distorsione per il modulatore elettro-ottico esterno di tipo Mach-Zehnder.

6. Conclusioni

La linearizzazione di un modulatore elettro-ottico esterno del tipo di Mach-Zehnder richiede una preventiva caratterizzazione per individuarne la risposta in frequenza da compensare in modo molto accurato.

La successiva progettazione del circuito di pre-distorsione richiede a sua volta una adeguata caratterizzazione sia della risposta in frequenza sia dell'andamento delle distorsioni al variare del livello del segnale applicato.

Essendo necessario interporre un amplificatore fra circuito di pre-distorsione e modulatore, anch'esso deve essere adeguatamente valutato sia in termini di risposta in frequenza, sia in termini di linearità e rumore.

I risultati conseguiti con vari circuiti di pre-distorsione sono stati analizzati e si è individuato un circuito di pre-distorsione utilizzante diodi Schottky che consente di compensare a larga banda le distorsioni del modulatore di Mach-Zehnder.
L'entità della linearizzazione ottenuta si può ricavare confrontando i valori delle misure di CTB riportati nella Tabella 8 con i valori riportati nella Tabella 2, relativi al solo modulatore ottico senza linearizzazione; si potrebbe concludere che il miglioramento della linearizzazione è di 26-27 dB.

Occorre però tener conto che le misure di CTB con 80 canali sono state eseguite con la canalizzazione NTSC, per la quale il numero di prodotti di intermodulazione è circa 3 dB inferiore al caso di una canalizzazione a passo costante. Pertanto, il miglioramento della linearizzazione ottenuto è valutabile in circa 23-24 dB.

Bibliografia

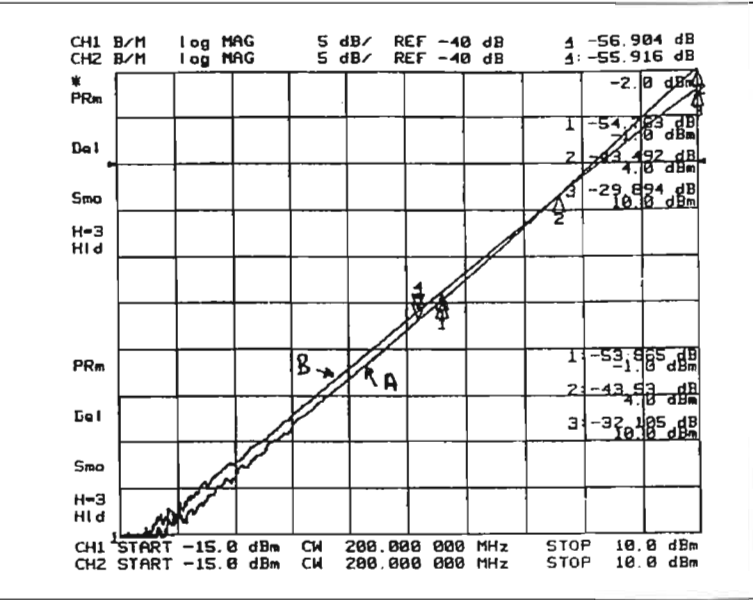
1 - J.J. Pan, D.A. Garafalo: *Microwave high dynamic range EO modulators*, "SPIE vol. 1371 High-Frequency Analog Fiber-Optic Systems (1990)".

2 - R.B. Childs, T.A. Tatlock, V.O'Byrne: *AM-Video Distribution System with 64-Way Passive Optical Splitting*. "IEEE Photonics Technology Letters, vol. 4, N. 1, January 1992, p. 86-88".

3 - M. Nazarathy, J. Berger, A.J. Ley, I.M. Levi, Y. Kagan: *Progress in Externally Modulated AM CATV Transmission Systems*. "Journal of Lightwave Technology, vol. 11, N. 1, January 1993, p. 82-104".

4 - F. Mussino: *I fenomeni di non linearità*. "AEI Volume 80, Numero 10, ottobre 1993, p. 44-51".

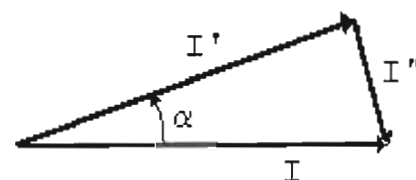
5 - F. Mussino: *Le distorsioni non lineari negli impianti di CATV*, "Elettronica e Telecomunicazioni 1996, N. 1, p. 12-33".

6 F. Mussino, G. Ravasio, C. Zammarchi: *Sistema di controllo del punto di lavoro di un modulatore elettro-ottico per impianti di CATV*, "Elettronica e Telecomunicazioni, 1997, N. 1,2,3, p. 49-56".

Appendice A
Compensazione delle distorsioni

La compensazione delle distorsioni generate dal modulatore da parte di quelle generate dal circuito di pre-distorsione richiede che i segnali generati dal circuito di pre-distorsione siano di ampiezza uguale a quelli generati dal modulatore, ma di fase opposta.

Tale condizione ideale viene ottenuta in pratica soltanto in modo approssimato. Infatti, la situazione reale è rappresentata in figura A1, dove si osserva che i due vettori (I e I') rappresentativi delle componenti di intermodulazione generate dal modulatore e dal circuito di pre-distorsione, non essendo uguali ed in opposizione di fase, danno origine ad un vettore risultante I" calcolabile dalla relazione:

$$I'' = I - I' e^{j\alpha} \qquad (A1)$$

Fig. A1 Rappresentazione vettoriale della compensazione delle distorsioni.

Se il modulo del vettore I' viene riferito a quello del vettore I:

$$|I'| = a\,|I| \qquad (A2)$$

la relazione precedente diventa:

$$I'' = |I|(1 - a\,e^{j\alpha}) \qquad (A3)$$

Calcolando il modulo del vettore risultante I" si ottiene:

$$|I''| = |I|\,\sqrt{1 + a^2 - 2a\cos\alpha} \qquad (A4)$$

Se $\alpha = 0$, si ha:

$$|I''| = |I|\,(1 - a) \qquad (A5)$$

Se, invece è a = 1, si ha:

$$|I''| = |I|\,\sqrt{2(1-\cos\alpha)} \qquad (A6)$$

Nella figura A2 è riportato l'andamento di |I/I"| (espresso in dB) ricavato dalla relazione A4, in funzione del valore di a (pure espresso in dB), assumendo α come parametro.

Il valore di I/I" rappresenta l'entità di riduzione (compensazione) della componente di distorsione costituita dal vettore I da parte del vettore I' generato dal circuito di pre-distorsione.

Si osserva che per ottenere una compensazione superiore a 20 dB occorre che la differenza di ampiezza fra i vettori I e I' che si compensano non superi 0,3 dB e che lo sfasamento relativo non superi 5°.

Per raggiungere una compensazione dell'ordine di 25 dB occorre che la differenza di ampiezza fra i vettori che si compensano sia inferiore a 0,2 dB e che lo sfasamento relativo non superi 3°.

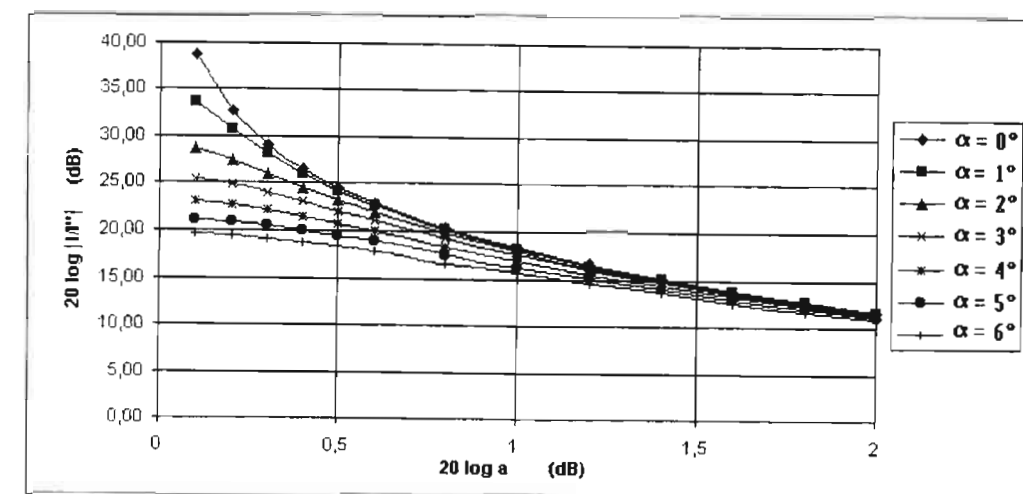



Fig. A2 Andamento di |I/I"| (in dB) che rappresenta l'entità della riduzione del vettore I da parte del vettore I' in funzione dell'ampiezza relativa (a) fra i due vettori I e I' che si compensano, assumendo lo sfasamento relativo α come parametro.

RDS/TMC: sistema per la messa in onda di messaggi codificati sul traffico

G. Alberico, E. Cavallini, N. S. Tosoni *

*Ing. G. Alberico
P.i. E. Cavallini e
P.i. N.S. Tosoni
Rai - Centro Ricerche
e Innovazione Tecnologica
Torino

Dattiloscritto pervenuto alla Redazione il 29 ottobre 1999.

La necessità di migliorare i servizi informativi rivolti agli automobilisti ha portato la RAI ad attivare, dopo diverse sperimentazioni, la trasmissione di messaggi codificati sul traffico (al momento limitatamente al Nord Italia). Nell'articolo, dopo un doveroso cenno alla fase sperimentale, viene presentato il Piano Nazionale varato dal Ministero dei Lavori Pubblici, sul quale si è basata l'intera sperimentazione. Si descrivono quindi i protocolli di comunicazione (ALERT, UECP) utilizzati dai vari elementi del sistema e le infrastrutture realizzate per la gestione e la messa in onda di messaggi RDS-TMC originati presso il CCISS (Centro di Coordinamento ed Informazione sulla viabilità e Sicurezza Stradale) e trasmessi dagli impianti FM della RAI. Nell'appendice vengono infine riportate le misure effettuate sui collegamenti in ponte radio, necessari al trasporto dei messaggi ai vari centri trasmittenti. L'esito ampiamente positivo di queste misure ha consentito la realizzazione, in collaborazione con la Divisione Trasmissione e Diffusione, di una rete-dati utilizzabile anche per la diffusione di eventuali nuovi servizi RDS.

RDS/TMC: DISTRIBUTION AND BROADCASTING OF ENCODED TRAFFIC MESSAGES. **The need to improve information services for motorists has led RAI to activate, after some experimental trials, the broadcast of RDS-TMC encoded traffic messages, at the moment limited to the North of Italy. In this article, after some reference to the experimental phase, the National Plan launched from the Ministry of Public Works, on which the entire experimentation has been based, is introduced. Afterwards the communication protocols (ALERT, UECP) used are described together with the infrastructures set up for the management and broadcasting of RDS-TMC messages originated at the CCISS (the National Traffic Information Centre) and transmitted through the RAI FM network. In the annex, the measures carried out on radio link connections used for message transportation to the transmitting centres are reported. The positive results of these measures made it possible the development, in collaboration with the Transmission and Diffusion Division, of a data network also supporting the distribution of new RDS dynamic services.**

1. Introduzione

La trasmissione di programmi sul traffico costituisce un servizio di indubbia utilità per gli automobilisti. L'adozione di tecniche numeriche (RDS) nel canale a modulazione di frequenza (FM) consente di introdurre nuovi metodi per la diffusione di messaggi sul traffico offrendo informazioni più dettagliate, aggiornate e trasmesse in tempo reale, senza interruzioni del normale programma radiofonico, nella lingua scelta dall'utente.

Il servizio RDS/TMC (*Traffic Message Channel*) consente il trasporto di messaggi sul traffico "codificati" secondo il protocollo europeo ALERT. Tale protocollo prevede la codifica di un messaggio sul traffico secondo un formato standard (caratterizzato da: evento, località, durata ed altri parametri) e utilizza una parte della capacità disponibile nel canale FM/RDS per trasmettere un elevato numero di messaggi (circa 300 messaggi/ora), indirizzabili solo alle aree di specifico interesse.

Secondo quanto previsto dalla Fase 1 del *Piano Nazionale per la Telematica e Sistemi di Comunicazione Avanzata Applicati alle Reti Stradali* coordinato dal Ministero dei Lavori Pubblici, il servizio RDS-TMC è operativo da circa un anno in 17 impianti trasmittenti FM, che coprono il Nord Italia e l'area di Roma.

2. Evoluzione dell'RDS-TMC

La prima trasmissione di messaggi RDS-TMC in Italia fu effettuata dal Centro Ricerche RAI nel 1991, in ambito al progetto europeo Prometheus (***PRO****gram****M****e for a* ***E****uropean* ***T****raffic with* ***H****ighest* ***E****fficiency and* ***U****ndprecedented* ***S****afety)*. Promotrici del progetto, oltre le Industrie Europee dell'Automobile, quelle Elettroniche (Bosch - Philips - Siemens). In tale occasione furono trasmessi messaggi "tipo TMC" su un canale FM/RDS irradiato nel comprensorio della pista di prova della FIAT al Parco La Mandria di Venaria (To). Le trasmissioni vennero in seguito utilizzate per dimostrare il funzionamento dei sistemi di navigazione assistita alla guida a bordo delle automobili. Il risultato della ricerca si è concretizzato in un sistema comune europeo denominato Dual Mode Route Guidance System (sistema a doppia indicazione di percorso) che associa i sistemi a bordo delle auto con i contributi comunicativi trasmessi via etere (RDS). Tale sistema fornisce, oltre alla posizione corrente dell'auto su una mappa digitalizzata, l'itinerario ottimale da seguire passo-passo per il raggiungimento della meta.

Successivamente (1992-1994) il Centro Ricerche RAI partecipò, in collaborazione con il Coordinamento Radiofonico, alle attività del progetto GEMINI (***G****eneration of* ***M****essages* ***In*** *the* ***N****ew* ***I****ntegrated Road Transport Environment*), che aveva l'obiettivo di sperimentare il TMC su di un'area più vasta, più precisamente il tratto autostradale Brescia-Trieste, e di utilizzare il segnale RDS-TMC per alimentare, oltre ai dispositivi di bordo, anche i pannelli a messaggio variabile posti lungo l'autostrada (Bibl.1).

Con il progetto Force-Ecortis (1996-1998) si è infine raggiunto un duplice obiettivo: il consolidamento di tutta la normativa che specificava gli aspetti tecnici e il raggiungimento di un consenso a livello europeo tra gli operatori di tutti i settori coinvolti (operatori stradali, istituzioni, broadcaster, industria dei ricevitori, ecc.) sui metodi di sviluppo, implementazione e valutazione del servizio secondo un modello adattabile alla realtà dei diversi paesi europei.

Parallelamente ai progetti internazionali vennero avviate a livello nazionale iniziative di studio e coordinamento per l'introduzione e la promozione del servizio nei vari paesi europei.

2.1 Piano Nazionale RDS-TMC.

Nel Maggio 1996 venne presentato dal Ministero dei Lavori Pubblici il "*1° Piano Nazionale per la Telematica e Sistemi di Comunicazione Avanzata Applicati alle Reti Stradali*", in cui era illustrato lo sviluppo del sistema RDS-TMC sulla rete italiana TERN (Trans European Road Network) comprendente autostrade e strade statali. Nel Piano Nazionale erano riportate le attività di studio, di sperimentazione pilota e di estensione all'intera rete stradale, distribuite in due fasi con le seguenti modalità:

Fase 1 (1998): Completamento del servizio sperimentale pilota RDS/TMC su una parte della rete viaria Italiana comprendente due corridoi principali: da NordOvest a NordEst e dal Brennero a Bologna.

Fase 2 (2002): Attivazione del servizio RDS/TMC su tutta la rete viaria italiana.

La figura 1 illustra i due corridoi interessati dalla Fase 1, mentre la figura 2 mostra i centri trasmittenti necessari per la loro copertura, che in pratica coprono tutto il Nord Italia.

2.2 Architettura funzionale prevista dal Piano Nazionale

La figura 3 descrive sinteticamente l'architettura funzionale del servizio RDS-TMC e rappresenta lo scenario di riferimento per la definizione delle attività, delle infrastrutture e delle funzioni svolte dai diversi attori.

L'architettura prevede diversi blocchi funzionali essenziali per completare la catena, dal punto di generazione dell'informazione fino all'utente.

❶ **Centri di gestione del traffico (TCC) e generazione dell'informazione.**
Questa funzione può essere svolta da diversi soggetti, tra cui si possono senz'altro individuare Società Concessionarie Autostradali, ANAS, ACI, Polizia Stradale e Carabinieri. Alcuni di questi enti sono equipaggiati con sistemi, più o meno automatici, per il rilevamento dello stato del traffico, delle condizioni

Fig. 1 - Rete viaria (Fase 1).

Fig. 2 - Centri trasmittenti FM (Fase 1).

meteorologiche e di altre situazioni relative al traffico. Tali informazioni, ove disponibili, sono generate in un formato (DATEX) compatibile con la successiva codifica nel formato ALERT.

❷ Centro di raccolta dei messaggi.
Presso il centro di raccolta e distribuzione delle informazioni (localizzato presso il CCISS: *Centro di Coordinamento ed Informazione sulla viabilità e Sicurezza Stradale*) risiede un Database aggiornato ed ufficiale delle località nazionali su cui si potranno fornire eventi relativi al traffico, una copia aggiornata del quale si dovrà trovare presso ciascun TCC. A partire dal Database Centrale, con procedure automatiche, viene creato e aggiornato il cosiddetto *Database TMC*, vale a dire l'insieme dei codici delle località e la struttura di puntatori che ne definiscono la posizione su un grafo della rete viaria. Dal *Database TMC* in formato digitale e dal catalogo aggiornato degli eventi ALERT devono anche essere organizzate delle procedure per il mantenimento del cosiddetto *Database TMC Vocale*, cioè l'insieme di fonemi e di regole per il loro puntamento a partire dai quali i dispositivi di bordo possano sintetizzare i messaggi in forma parlata.

❸ e ❹ Trasporto dei messaggi ALERT
Dal CCISS i messaggi (codificati secondo il protocollo ALERT) devono essere inviati ai centri trasmittenti FM con modalità che consentano anche di gestirne l'indirizzamento verso aree geografiche o addirittura singoli trasmettitori. La rete di trasporto utilizza, in modalità trasmissiva unidirezionale (cioè senza feedback o segnale di ritorno), uno dei canali audio PCM disponibili sulla rete dei ponti radio in arrivo nei centri trasmittenti previsti dalla Fase 1 del Piano Nazionale. Nella fase successiva occorrerà identificare una rete che, oltre a raggiungere tutti i centri trasmittenti necessari per la copertura nazionale, assicuri anche la disponibilità di un canale di feedback dai centri verso il Server RDS.

❺ Diffusione dei messaggi (RDS/TMC)
Per quel che riguarda la diffusione in area dei messaggi ALERT viene utilizzato il sistema RDS/TMC. A tale scopo i codificatori RDS installati nei centri trasmittenti sono stati opportunamente interfacciati con la rete di trasporto e aggiornati per supportare i nuovi servizi.

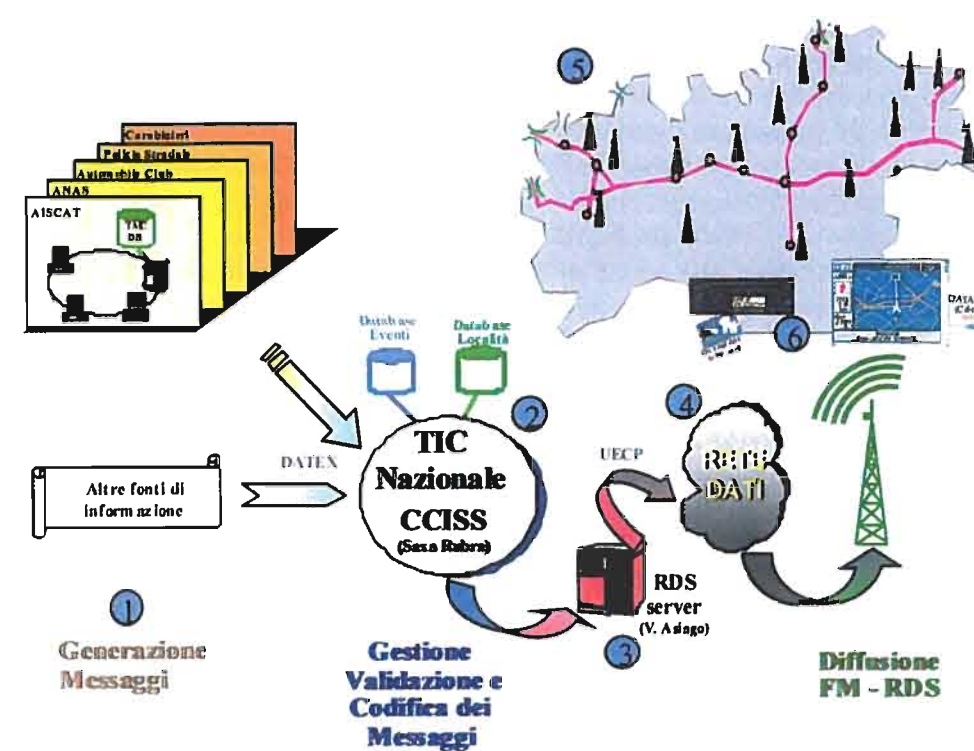



Fig. 3 - Architettura funzionale del Servizio RDS-TMC.

❻ Terminale di utente.
Il terminale ricevente può essere di due tipi: navigatore di bordo con display grafico che incorpori anche la funzione TMC, oppure autoradio RDS con decodificatore TMC e sintetizzatore vocale. Nel primo caso il database necessario per la decodifica dei messaggi potrà essere fornito insieme al CD-ROM che contiene le mappe. Nel secondo caso il *Database TMC Vocale*, ospitato a bordo di una memory-card (o chip-card), dovrà essere sviluppato dai costruttori di ricevitori <u>**nelle diverse lingue**</u> europee.

3. Il servizio RDS sulle reti FM RAI

Il servizio di telematica radiodiffusa RDS (Bibl. 2), denominato in Italia RADIO-DATA, si basa sull'impiego di un canale dati addizionale (multiplex di frequenza con sottoportante a 57 kHz) per la diffusione di informazioni di vario tipo, senza disturbare il normale programma radiofonico. Introdotto in Italia a livello sperimentale dalla RAI nel 1986 (Bibl.3), é oggi operativo sulle tre reti radiofoniche a modulazione di frequenza, con più di 200 codificatori RDS installati presso circa 60 centri trasmittenti FM.
Una caratteristica del servizio RDS è la possibilità di differenziare territorialmente l'informazione trasmessa. Poiché il segnale RDS contiene dati che sono tipici della stazione/rete trasmittente, esso deve essere generato e inserito all'ingresso dei modulatori presenti in ogni centro per ciascun programma FM. Nell'attuale rete di diffusione FM, ad ogni modulatore è associato un Codificatore RDS tipo DMC 09 della ROHDE & SCHWARZ collegato a sua volta ad un riconoscitore di sigla Onda Verde (apparato RAI tipo 8895).

RDS/TMC: sistema per la messa in onda di messaggi codificati sul traffico

3.1 Configurazione generale

Attualmente sulle tre reti radiofoniche FM RAI vengono irradiate essenzialmente informazioni RDS statiche, ad esempio:

- codice identificativo della rete: PI (Programme Identification);
- nome della rete: PS (Programme Service);
- frequenze alternative: AF (Alternative Frequencies);
- messaggio di testo statico: RT (Radiotext);

Queste informazioni statiche devono essere pre-programmate in ognuno dei codificatori RDS durante la fase di installazione.
Viene inoltre irradiata un'unica informazione RDS di tipo dinamico, il TA ovvero *Traffic Announcement*, che durante le trasmissioni dei notiziari Onda Verde consente ai ricevitori di commutare l'ascolto dalla cassetta alla radio o di aumentare il volume di ascolto ad un livello pre-impostato. L'attivazione del codice RDS-TA avviene inserendo nel programma audio due sigle (jingles) rispettivamente all'inizio e alla fine del notiziario. Tali sigle vengono riconosciute, nei centri trasmittenti, da un apposito decodificatore che attiva la corrispondente funzione nei codificatori RDS.
Le informazioni RDS sono trasmesse utilizzando 16 possibili *gruppi* di 104 bit, a loro volta suddivisi in *blocchi*. Ogni servizio RDS utilizza un *tipo di gruppo* diverso a cui è possibile assegnare una certa capacità trasmissiva; l'unico vincolo esistente è quello di riservare una parte della capacità totale RDS (circa il 40%) ai servizi di ausilio alla sintonia (trasmessi nel gruppo 0A), essenziali per garantire il buon funzionamento dei ricevitori nell'area coperta dal servizio.

3.2 Configurazione per servizi dinamici

Possibili servizi RDS dinamici, oltre al TMC, sono ad esempio:

- "dGPS" (differential GPS): consente la correzione degli errori sulla posizione ricevuta dai satelliti GPS permettendo ai terminali una misurazione della posizione in tempo reale molto più precisa;
- "TDC" (Transparent Data Channel): invio trasparente di dati (ad esempio per cartelloni pubblicitari con display aggiornabili via etere);
- "RT" (Radiotext): invio di messaggi di testo (fino a 64 caratteri) visualizzabili sui ricevitori RDS domestici.
- "CT" (Clock-Time): servizio data/ora.

Questi servizi di tipo dinamico possono essere attivati solo in presenza di una rete di comunicazione atta a trasportare i messaggi, generati dalla sorgente dati, verso tutti i centri trasmittenti FM.
Nel seguito si descrive una possibile realizzazione di questa rete di trasporto, basata sull'utilizzo di un canale audio PCM della rete di distribuzione in ponte radio, (individuata con la collaborazione della Divisione Trasmissione e Diffusione), che raggiunge tutti i centri trasmittenti FM interessati dalla Fase 1 del Piano Nazionale.

Nella Tabella 1 sono indicati i Centri Trasmittenti interessati.

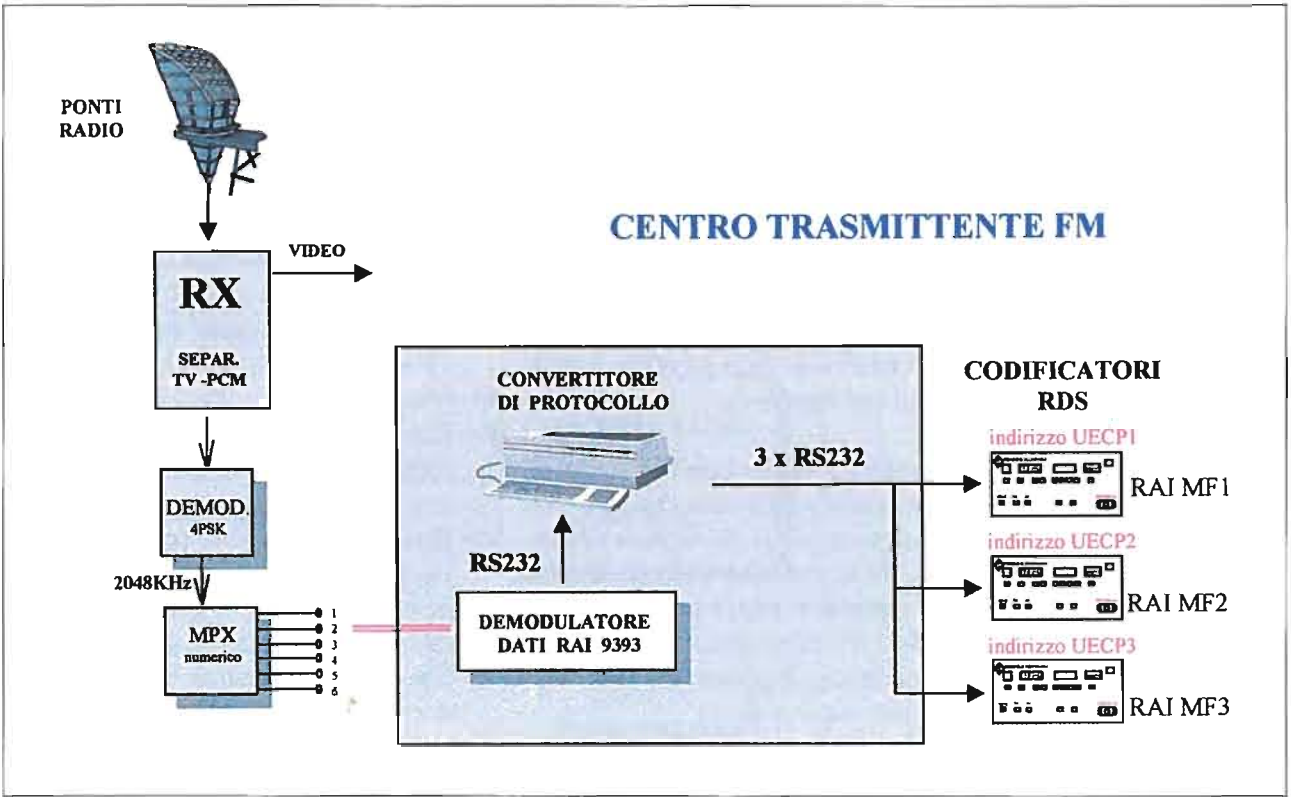
Tabella 1
Centri trasmittenti Fm interessati alla fase 1 del piano nazionale

Torino (Eremo)	M. Penice	Plose	Trieste (Belvedere)
St. Vincent	M. Creò	M. Tenchia	Col Visentin
Col de Courtil	Paganella	Tolmezzo	M. Venda
Milano	Cima Penegal	Udine	Bologna (C. Barbiano)

La gestione del servizio TMC, e di altri servizi RDS di nuova concezione quali ad esempio l'EON (*Enhanced Other Network*), ha richiesto l'aggiornamento del software dei codificatori RDS installati nei centri trasmittenti FM. Tale operazione di aggiornamento è stata avviata dal Centro Ricerche RAI attraverso un apposito corso di formazione del personale interessato ed è in fase di attuazione a cura della Divisione Trasmissione e Diffusione.
Inoltre, per l'avvio del servizio TMC, alle infrastrutture già esistenti nei centri trasmittenti FM è stato necessario aggiungere gli apparati necessari alla ricezione dei messaggi dalla rete di trasporto e alla conversione dal protocollo UECP (utilizzato in rete) al protocollo proprietario LINK (utilizzato dai codificatori RDS). Il Demodulatore Dati (RAI 9393) e il Convertitore di Protocollo sviluppati dal Centro Ricerche RAI sono descritti nei successivi paragrafi. La conversione dal protocollo UECP a LINK si rende necessaria non solo per l'interpretazione della sintassi dei comandi ma anche per smistare i messaggi al codificatore destinatario.
Nella figura 4 è riportata l'installazione degli apparati suddetti nei centri trasmittenti FM.

4. Il Protocollo RDS/TMC-ALERT

Essendo la capacità del canale RDS-TMC molto limitata (pochi byte al secondo) si é adottato un metodo di codifica che, basandosi su tabelle predefinite di eventi e località (database), trasmette solo i codici relativi ad esse anziché il testo in chiaro.

Fig. 4 - Architettura nei centri trasmittenti FM.

Questa codifica é basata sul protocollo ALERT (*Advice and problem Location for European Road Traffic*) (Bibl. 4), sviluppato dagli enti di radiodiffusione e dall'industria nell'ambito del progetto europeo DRIVE V1029. Se, da un lato, la codifica ha lo svantaggio di richiedere nel ricevitore lo stesso database utilizzato per la trasmissione, dall'altro permette di ottenere un certo numero di vantaggi, che non sarebbero possibili trasmettendo i messaggi in forma testuale. Ad esempio:

- Indipendenza dalla lingua: il messaggio viene ricostruito nel ricevitore a partire da database memorizzati in parte nel ricevitore (eventi) e in parte su una memory-card estraibile ed aggiornabile (località); l'utente che si trova in un paese straniero, una volta in possesso della memory-card con il database locale, potrà ricevere i messaggi direttamente nella propria lingua.

- Quantità di informazione: grazie alla "compattazione" operata dalla codifica ALERT è possibile trasmettere un elevato numero di messaggi (alcune centinaia all'ora) nonostante la ridotta capacità del canale (pochi di byte al secondo).

- Filtraggio dei messaggi: l'utente può configurare il ricevitore in modo da filtrare, tra tutti i messaggi in onda, solo quelli relativi a un dato percorso, strada o area di suo interesse.

In breve, ALERT codifica un messaggio di traffico utilizzando i seguenti campi:

I. **Evento**: fornisce la descrizione dettagliata della situazione di traffico o meteorologica in atto. Il protocollo prevede fino ad un massimo di 2048 eventi di cui circa 1700 sono già stati definiti a livello europeo;
[esempio: lavori in corso, nebbia, incidente, ...]

II. **Località**: indica il punto, il tratto o l'area affetta dall'evento. E' possibile definire, per ogni paese, un database gerarchico che comprende diversi *"dataset"*, ognuno contenente fino a un massimo di 64000 località. La struttura del database, avendo assegnato un codice agli "elementi" della rete stradale (uscita, segmento, strada/autostrada, regione, macroregione), li collega tra di loro con relazioni di appartenenza gerarchica (casello di Santhià: sul segmento TO-MI, sulla A4 Torino-Trieste, in Piemonte) e di prossimità (il casello precedente è Borgo d'Ale, quello successivo Carisio). Inoltre il database contiene, per ogni località, informazioni di posizione in coordinate X,Y. Una volta ricevuto il codice relativo ad una località è possibile risalire a tutte le informazioni correlate (posizione, appartenenza ad una strada o ad un'area) e quindi presentare un'informazione completa all'utente oppure filtrare il messaggio perché al di fuori del percorso scelto.

III. **Estensione/Direzione**: il tratto in cui è presente la situazione descritta dall'evento viene espresso tramite un"offset" rispetto alla località principale.
[esempio: "tra Novara e Rho" viene trasmesso in realtà come "Novara + 3"]

IV. **Direzione**: ove necessario viene data la corsia (o direzione di marcia) affetta dal problema;

V. **Durata**: fornisce una previsione della possibile durata dell'evento in questione e definisce inoltre il periodo in cui il messaggio dovrà essere tenuto in onda.
[esempio: la situazione si prevede durerà per le prossime tre ore]

5. Architettura del sistema di messa in onda

L'architettura funzionale descritta precedentemente illustra, a livello di macro blocchi, le funzioni indispensabili per la realizzazione del servizio RDS-TMC. Nella figura 5 seguente, viene invece riportata l'architettura di riferimento che consente di individuare con maggior dettaglio i diversi sottosistemi e la loro collocazione fisica. La figura riporta anche i protocolli utilizzati per lo scambio di dati tra i diversi sottosistemi.

Nei paragrafi che seguono vengono esaminati in dettaglio i diversi blocchi dell'architettura di riferimento, ad esclusione della *Rete di feedback*, al momento non ancora disponibile.

I blocchi indicati con "Altri dati RDS" si riferiscono alla possibile generazione di dati relativi ad altri servizi RDS (PTY, EON, Radiotext, ecc.) che esulano dallo scopo del presente articolo, e sono quindi riportati a titolo di completezza. Alcuni tipi di servizio contengono dati correlati al programma radiofonico e quindi possono essere generati in studio sia a Via Asiago che a Saxa Rubra. Si è accennato, nel paragrafo relativo al *Servizio RDS sulle reti FM RAI*, alla possibilità di introdurre questi servizi sfruttando le infrastrutture messe in opera per il servizio TMC.

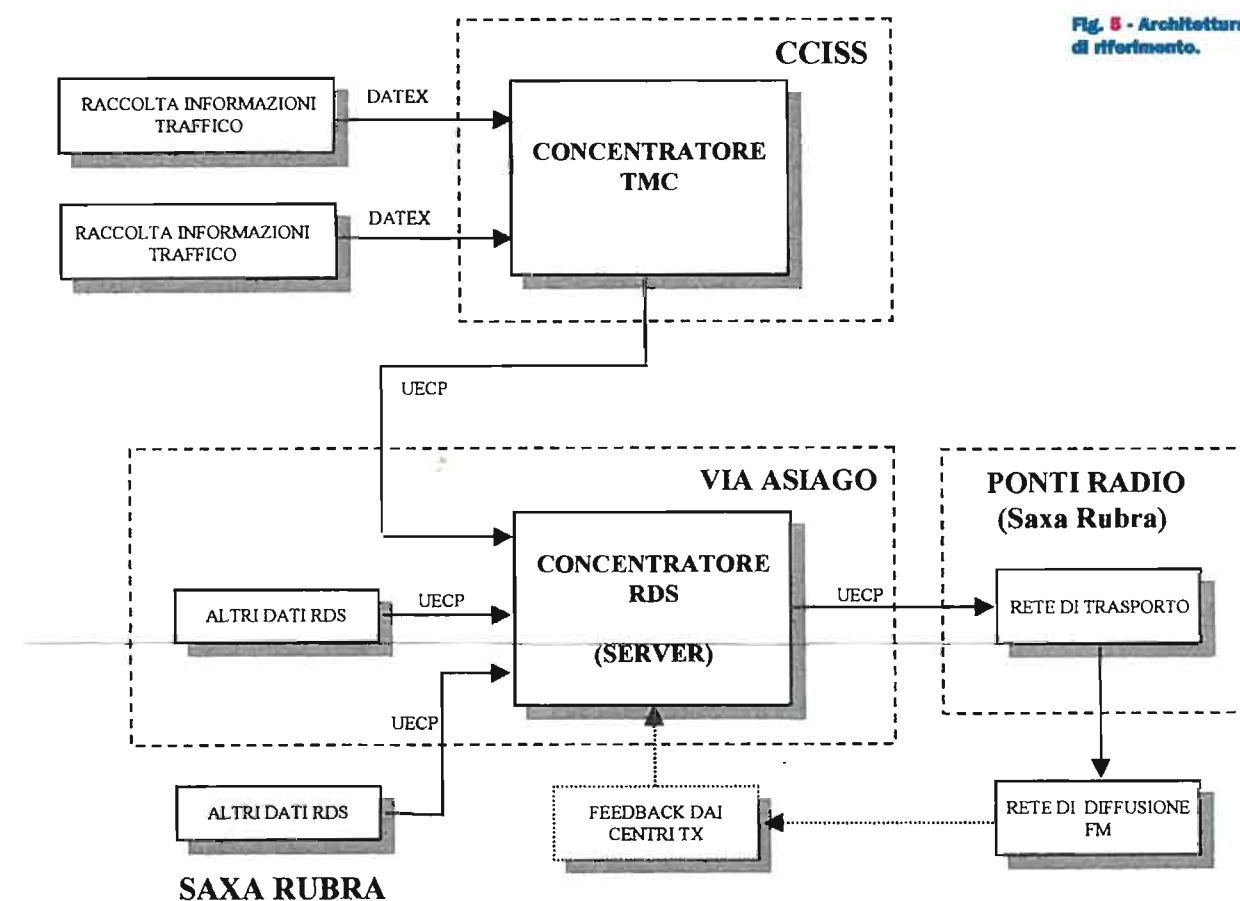



Fig. 5 - Architettura di riferimento.

6. Concentratore TMC

Il Concentratore TMC, collocato nel Centro di raccolta dei messaggi (CCISS), si configura come punto di raccolta dei messaggi, originati in formato DATEX, per i sottosistemi che lo precedono e come generatore di messaggi, codificati secondo il protocollo ALERT, per i sottosistemi che lo seguono. Il Concentratore TMC è chiamato a svolgere molteplici funzioni che possono essere classificate come:

a) interfacciamento con le sorgenti dei messaggi (in formato DATEX);
b) gestione dei messaggi in arrivo (risoluzione dei conflitti, validazione, ecc.);
c) traduzione dei messaggi (da formato DATEX a formato ALERT);
d) gestione dei messaggi in uscita (indirizzamento ai trasmettitori, gestione del ciclo di messa in onda, ecc.);
e) interfacciamento con il Concentratore RDS (messaggi ALERT su protocollo EBU-UECP).

Le procedure relative ai punti a), b) e c) sono oggetto di un Capitolato Tecnico su cui si è basato il contratto di sviluppo del sistema di gestione dei messaggi al CCISS seguito dalla Divisione Radiofonia.
Le specifiche relative ai punti d) ed e) fanno riferimento rispettivamente alle normative ALERT (Bibl. 4, 5, 6) ed EBU-UECP (Bibl.7).

6.1 Indirizzamento ai trasmettitori

Le informazioni sul traffico non sempre rivestono carattere di generalità ed interesse per tutti gli automobilisti. Esistono alcune informazioni di interesse generale che è opportuno trasmettere in tutta l'area di copertura del servizio e altre informazioni, ad esempio di carattere locale, che devono essere diffuse solo in un'area geografica limitata. A seconda del tipo di messaggi, occorre pertanto individuare le aree di pertinenza per la loro diffusione secondo criteri e algoritmi ben definiti.
La definizione di messaggi da ritenersi di interesse generale, e quindi da diffondere con copertura nazionale, deve tenere in considerazione sia il tipo di eventi che le località o i segmenti stradali affetti da una determinata situazione. Inoltre, la definizione dell'area *rilevante* per un dato messaggio è legata alla sua durata: infatti non è necessario diffondere un messaggio relativo a una certa località, con durata prevista di un'ora, in aree che richiedono un tempo di viaggio superiore ad un'ora per raggiungere la località suddetta.
Il grado di definizione delle aree e sottoaree è strettamente legato alla copertura associata ai diversi trasmettitori FM e può variare significativamente da una zona all'altra. In alcune zone (ad es. quelle montuose) molti ripetitori agganciati ad un singolo trasmettitore FM (e relativo codificatore RDS) coprono un'area significativa, mentre in altre zone ci sono molti trasmettitori FM associati a pochi ripetitori, per cui sarebbe possibile diffondere i messaggi con una capillarità maggiore. Il Concentratore TMC realizza l'indirizzamento dei messaggi utilizzando un database, correlato con il Database delle località, che contiene informazioni relative agli indirizzi dei codificatori RDS e relative coperture.

6.2 Gestione del ciclo di trasmissione

Il software presente nel Concentratore TMC, oltre a tradurre nel protocollo UECP i messaggi sul traffico in arrivo dal CCISS e ad indirizzarli per la trasmissione nelle aree di pertinenza, deve gestire in modo adeguato il ciclo di trasmissione dei messaggi TMC relativo ad ogni singolo centro trasmittente.
Infatti i messaggi TMC sono caratterizzati da una durata che può variare da un quarto d'ora a diversi giorni, a seconda del tipo di evento e della situazione in atto. Per tutta la loro durata i messaggi devono essere mantenuti in onda all'interno di un ciclo che può essere più o meno lungo a seconda del numero di messaggi attivi. In ogni caso la durata del ciclo non deve superare i 15 minuti, affinché i ricevitori che ad un dato istante vengono accesi oppure entrano in una certa area geografica possano ricevere tutte le informazioni in tempo utile. Inoltre, con lo scorrere del tempo, è necessario aggiornare il campo "durata", contenuto in ogni singolo messaggio trasmesso, con il frazionamento consentito dai codici di durata stessi (cioè, un messaggio con previsione di durata di un'ora, dopo 30 minuti dovrà essere trasmesso con una durata di mezz'ora, e così via per tutti gli altri messaggi).
La posizione e la frequenza dei messaggi all'interno di un ciclo di trasmissione dipendono, oltre che dal numero di messaggi e dalla capacità disponibile (in termini di gruppi RDS assegnati al servizio TMC), anche dalla priorità e dall'urgenza dei messaggi stessi. Ad esempio i messaggi urgenti vengono immediatamente inseriti nel ciclo di trasmissione e trasmessi inizialmente con una frequenza maggiore al fine di aumentare la probabilità di ricezione da parte di tutti gli utenti.
Non tutti i gruppi RDS-TMC trasmessi sono destinati a trasferire messaggi per l'utente; una parte di essi, detti *"messaggi di sistema"*, è riservata e necessaria per gestire il corretto funzionamento del decoder TMC. Questi messaggi di sistema, che non vengono normalmente presentati all'utente, includono parametri quali:
- informazioni sul trasmettitore (versione di Database delle località utilizzato, networks alternativi TMC);
- informazioni sul ciclo di trasmissione dei messaggi (ad es. urgenza del messaggio);
- informazioni sul contenuto e numero dei messaggi compresi nel ciclo.

La gestione del ciclo di messaggi attivi in ogni singolo trasmettitore deve inoltre provvedere a disattivare automaticamente i messaggi scaduti e a rimuoverli dal ciclo.
Altre funzioni necessarie riguardano la possibilità di gestire aggiornamenti e/o cancellazioni dei messaggi in onda, secondo le regole stabilite dalla norma ALERT.

7. Concentratore RDS

Il Concentratore RDS è il Sistema che si occupa dell'assemblaggio dei pacchetti RDS e del loro invio ai trasmettitori. È il nodo di raccolta di tutte le informazioni nazionali (e non) del servizio RADIODATA. Uno schema esplicativo della collocazione del Concentratore RDS nell'ambito dell'intera architettura RDS-TMC, prevista nella sala IGEA della sede RAI di Roma in via Asiago 10, è riportato più avanti nella figura 6. Poiché è presumibile che tutti i futuri servizi del sistema RDS graviteranno su tale sistema si è utilizzato un sistema hardware e software flessibile e adeguato alle future esigenze RDS.
Il Concentratore RDS è basato su Server Windows NT, con riserva a caldo, (ovvero, un secondo server assolutamente identico come configurazione a quello principale e in grado di effettuare una commutazione trasparente) che compie funzioni di supervisore e gestore delle linee di ingresso che raccolgono informazioni relative ai servizi RDS, sia statici che dinamici, per tutte le reti radiofoniche RAI. Il Concentratore RDS svolge funzioni di multiplazione degli ingressi e di incapsulamento dei dati secondo il protocollo desiderato, per l'inoltro verso tutti i centri trasmittenti FM attraverso un singolo canale (connessione punto-multipunto).

7.1 Interfacciamento con i canali di ingresso

Il Concentratore RDS è equipaggiato con 16 porte seriali in ingresso e può gestire fino ad un massimo di 64 porte. Ogni canale di ingresso può operare secondo formati diversi ed è programmabile in base al tipo di protocollo e alla velocità di comunicazione. Gli ingressi possono essere alimentati da diversi tipi di sorgenti di dati:

a) **messaggi TMC-ALERT** provenienti (tramite connessione dedicata) dal Concentratore TMC situato a Saxa Rubra. I pacchetti in arrivo sono già codificati secondo il protocollo EBU-UECP, descritto nel seguito, e contengono le informazioni di indirizzamento dei messaggi verso i trasmettitori FM di destinazione;

b) **dati RDS dinamici**, di carattere regionale e/o nazionale, correlati al contenuto del programma radiofonico in onda e quindi provenienti dagli studi di produzione. Ricadono in questa categoria i servizi TA (Onda Verde), EON-TA (annunci sul traffico su altra rete), PTY (tipo di programma). Tali informazioni possono essere codificate secondo il protocollo UECP che consente di associare ad ogni comando RDS la rete di diffusione relativa (esempio: rete RAI MF1-codice TA ON/OFF), indipendentemente dalla linea fisica con cui giunge al Concentratore RDS. Il vantaggio che ne deriva è la possibilità di variare la configurazione degli studi e/o delle linee di collegamento evitando disservizi nella messa in onda;

c) **dati RDS dinamici** legati a uno o più servizi RDS specifici in arrivo su connessioni dedicate (dGPS, Radiotext, TDC, ecc.);

d) **dati di supervisione** del servizio RDS originati da un terminale per l'immissione, da parte dell'Amministratore responsabile del servizio RDS, delle informazioni RDS statiche. Ad esempio è possibile, attraverso invii personalizzati per i singoli trasmettitori, effettuare l'aggiornamento remoto dei codici PI, PS, AF, EON, ecc., attualmente inseriti localmente e memorizzati con procedura manuale nei codificatori RDS installati nei centri TX-FM.

Il software di gestione del Concentratore RDS consente, per ogni ingresso, di abilitare o interdire l'accesso a determinati servizi, di limitarne la banda utilizzabile e di filtrare il transito di determinati messaggi. Ad esempio è importante evitare che una sorgente di dati relativa ad un certo servizio RDS possa alterare la configurazione generale del canale RDS o anche solo generare dati relativi ad altri servizi RDS per i quali non è autorizzata. E' possibile inoltre memorizzare e visualizzare per ogni ingresso un tracciato dettagliato di tutti gli eventi occorsi, sia a fini diagnostici / statistici che a scopo di fatturazione, nel caso di servizi messi a disposizione di terzi.

7.2 Interfacciamento con la rete di trasporto

Il Concentratore RDS convoglia su una linea seriale in uscita tutti i comandi ricevuti sugli ingressi e può essere configurato per operare con protocolli diversi in uscita. Il protocollo utilizzato è il protocollo UECP, descritto più avanti, in quanto consente di realizzare l'invio differenziato per rete e per zone geografiche ai diversi codificatori utilizzando un singolo canale fisico. Tale soluzione richiede l'installazione di un adatto convertitore di protocollo nei centri trasmittenti in quanto i codificatori RDS attualmente installati non possono interpretare i comandi UECP. Si è preferito adottare questo sistema poiché garantisce la compatibilità con nuovi codificatori (forniti da costruttori diversi) che dovessero in futuro entrare in esercizio in sostituzione di quelli attuali.

L'uscita seriale del Concentratore RDS viene connessa ad un modulatore (tipo RAI 9394) sviluppato dal Centro Ricerche RAI e specificatamente studiato per operare sulla rete di trasporto adottata, ovvero su canali musicali in modalità unidirezionale. L'inserzione di dati sincroni a 4800 bit/s nella rete di trasporto, descritta nel seguito, ha richiesto un opportuno adattamento della porta seriale di uscita del Concentratore RDS per inviare al modulatore anche un segnale di sincronismo di bit (utilizzato per la codifica bifase).
L'uscita del modulatore è un segnale audio immesso nella rete dei Ponti Fissi tramite un collegamento audio tra la sala IGEA (nella sede di via Asiago) e la sala Ponti Fissi a Saxa Rubra.
Nella figura 6 è riportata l'architettura complessiva del sistema completo di apparati di riserva e commutazioni automatiche (principale / riserva).

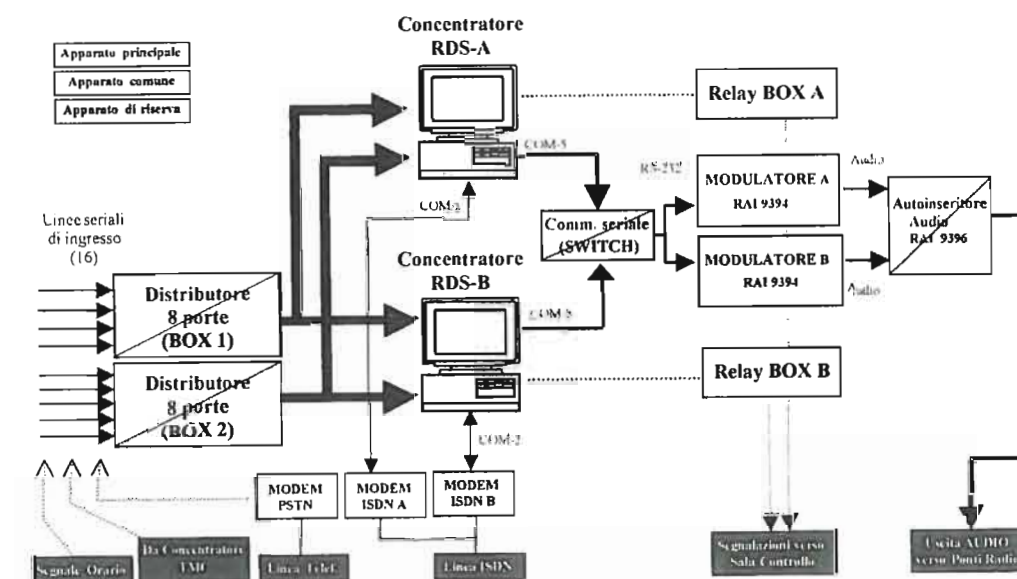



Fig. 6 - Architettura presso via Asiago 10 (Sala IGEA).

8. Rete di trasporto

La rete adottata per il trasporto dei dati del servizio sperimentale RDS-TMC permette di convogliare un flusso dati pari a 4800 bit/s utilizzando uno dei canali audio musicali PCM (15kHz di banda) inseriti nei ponti radio Video a 2 GHz. Tale rete garantisce, allo stato attuale, la disponibilità quasi totale di interconnessioni con i centri trasmittenti FM. Si tratta di un canale distributivo unidirezionale che non supporta pertanto l'utilizzo di un canale di feedback dai centri trasmittenti verso la sorgente dei dati. La protezione dei messaggi inviati deve pertanto essere affidata a tecniche di ridondanza basate sulla ripetizione del messaggio stesso. In ogni centro TX-FM è presente un'interfaccia intelligente (Convertitore di Protocollo) in grado riconoscere la correttezza dei pacchetti dati e di inviarli, con opportune modalità, ai codificatori RDS (DMC 09) di destinazione.

8.1 Capacità richiesta dai servizi RDS sulla rete dati

La capacità necessaria per il trasporto di dati RDS varia moltissimo a seconda della tipologia di servizi attivati e della loro differenziazione territoriale. La capacità complessiva del canale RDS è dell'ordine di

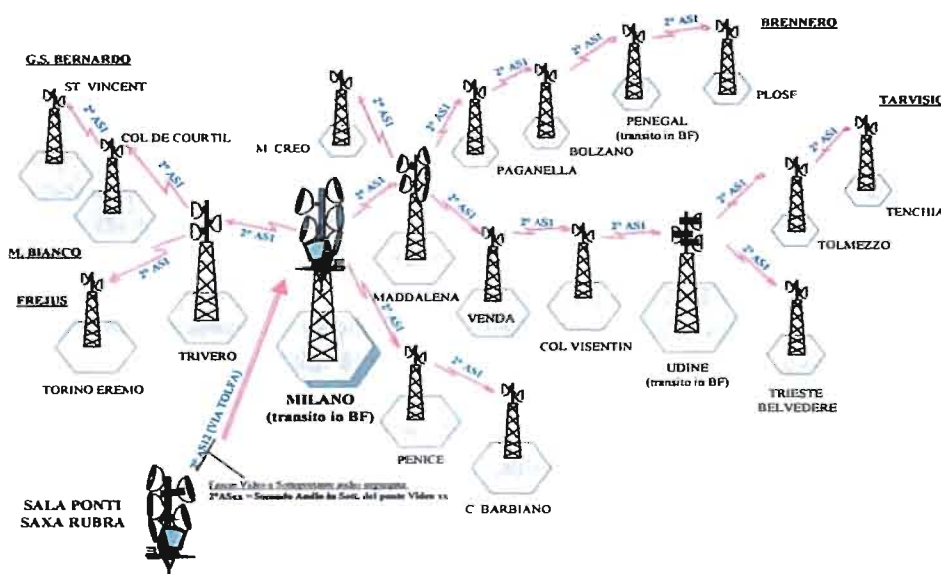
730 bit/s[1], tuttavia solo una parte (circa 300 bit/s) di tale capacità può essere veramente destinata a servizi di carattere dinamico. Due esempi nel seguito possono chiarire l'approccio da adottare.

Servizi dinamici (sulle tre reti FM): assumendo di utilizzare, a livello nazionale senza discriminazioni geografiche, tutti i servizi dinamici (su tutte le tre reti radiofoniche FM) occorrerebbe trasmettere una capacità complessiva di circa 900 bit/s a cui va aggiunto l'overhead (100% nel caso peggiore) introdotto dal protocollo UECP: la capacità richiesta è quindi di circa **2 kbit/s** per le tre reti. Se i servizi fossero differenziati per zone geografiche (ad esempio regionalizzati) la capacità richiesta potrebbe essere molto più elevata, ma è piuttosto improbabile che tutti i servizi dinamici siano contemporaneamente attivi e differenziati su base regionale o addirittura puntuale.

Servizio RDS-TMC nazionale (una rete FM): in questo caso la possibilità di inviare messaggi differenziati per area geografica è uno dei requisiti del sistema e quindi la capacità necessaria si può stimare nel modo seguente. La modalità base di trasmissione TMC prevede un massimo di 1.26 gruppi TMC (8A) per secondo. Per garantire una corretta ricezione in area di servizio, ogni gruppo TMC (8A) viene ripetuto 3 volte (operazione svolta a livello di codificatore RDS), per cui sarà necessario inviare in rete un massimo di 0.45 gruppi/s verso un dato trasmettitore. Nel caso peggiore si dovranno inviare messaggi TMC diversi ad ognuno dei 60 diversi centri TX-FM, pertanto il servizio TMC nazionale potrebbe richiedere l'invio di 60*0.45 = 27 gruppi/s. Ipotizzando di usare un pacchetto UECP (13 byte) per ogni singolo gruppo TMC (non sfruttando quindi le possibilità di ottimizzazione offerte dal protocollo per ridurre l'overhead introdotto), la capacità massima richiesta per il servizio TMC a copertura nazionale è di circa 27*13*8= **2800 bit/s**. La capacità attualmente disponibile di 4800 bit/s è quindi adeguata a supportare nel breve-medio termine un servizio TMC nazionale e altri dati RDS dinamici.

8.2 Struttura della rete dati

La rete di trasporto in ponti radio RAI utilizzata durante la prima fase del progetto TMC è visibile in figura 7.

Fig. 7 - Rete per il trasporto di dati ai centri trasmittenti FM.

La rete supporta 6 canali musicali in bassa frequenza che vengono digitalizzati dal multiplex di trasmissione, alla cui uscita è presente un unico segnale numerico con bit-rate di 2048 kbit/s. Le caratteristiche di codifica di ciascuno dei 6 canali musicali del sistema PCM sono le seguenti:

Frequenza di campionamento:	32 kHz
Numero di bit per campione:	10
Legge di codifica:	14 bit compressi a 10
Bit rate del canale musicale:	320 Kbit/s

Questo segnale numerico a 2048 Kbit/s modula in QPSK una sottoportante avente frequenza 7.5 MHz che viene poi aggiunta in *"supervideo"* al segnale televisivo. Il segnale complessivo (video + 6 canali musicali PCM in sottoportante) è utilizzato per modulare in frequenza la portante del ponte radio.

8.3 Codifica del segnale dati

La codifica di banda base del flusso dati è quella adottata dal sistema Radiosoftware, soluzione che ha consentito di disporre in tempi brevi degli apparati necessari. Le principali caratteristiche di tale codifica sono:

- Codifica bifase differenziale (Manchester Level)
- Velocità di trasmissione di 4800 bit/s.
- Spettro del segnale centrato rispetto alla banda passante del canale audio. Assenza di componente continua e delle componenti di bassa frequenza per facilitare il transito negli apparati di trasmissione.
- Insensibilità alle possibili inversioni di polarità del segnale ricevuto.

Tale codifica ha inoltre reso possibile la realizzazione di apparati modulatori e demodulatori di complessità e costo limitato.

Dopo prove preliminari, i cui risultati sono riportati in Appendice e che hanno confermato la fattibilità della soluzione scelta, il Centro Ricerche RAI ha avviato la produzione di 5 modulatori e di un adeguato numero di demodulatori successivamente installati nei centri trasmittenti FM.

9. Protocollo EBU-UECP

In ambito EBU è stato definito un protocollo universale, per l'invio di messaggi (dati e comandi) a codificatori RDS remoti, detto UECP (*Universal Encoder Communication Protocol*) (Bibl.7).

Tale protocollo, strutturato a livelli secondo le specifiche ISO/OSI e studiato specificamente per la programmazione in rete dei codificatori RDS, consente il pieno controllo remoto dei medesimi.

Particolarità del protocollo EBU-UECP è quella di poter indirizzare i messaggi, non solo verso ogni singolo sito trasmittente (1023 siti possibili) o verso un gruppo di siti, ma anche verso ciascun specifico Codificatore RDS all'interno del sito (63 codificatori possibili). Ne trae vantaggio l'informazione RDS-TMC, che può così essere irradiata solo nell'area di servizio dei trasmettitori più prossimi ad un certo evento del traffico.

Tale protocollo viene utilizzato per il trasporto dei messaggi TMC-ALERT tra diversi sottosistemi:

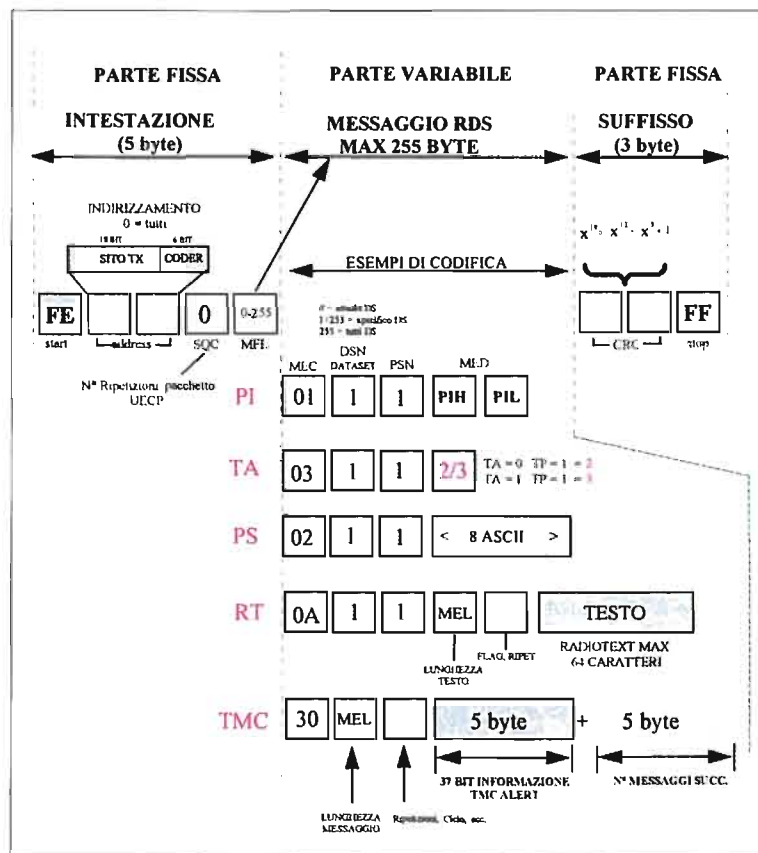
- dal Concentratore TMC al Concentratore RDS;
- dal Concentratore RDS ai codificatori RDS dislocati nei diversi centri trasmittenti.

Il pacchetto UECP, la cui struttura è riportata nella figura 8, è costituito da un'intestazione e da un suffisso di dimensione fissa (rispettivamente 5 e 3 byte) e da una parte variabile che può contenere uno o più

messaggi, anche di tipo diverso). Il pacchetto è delimitato da due caratteri riservati START (0xFE) e STOP (0xFF) che non devono apparire in nessun altro campo, pertanto si utilizza un meccanismo di *byte stuffing*[2] per consentire l'utilizzo di tutti i valori (0x00-0xFF) nei messaggi trasmessi.

Nella parte intestazione del pacchetto si possono individuare 3 campi:

- *indirizzamento*: specifica a quale(i) codificatore(i) è destinato il pacchetto. Le modalità di indirizzamento saranno considerate in dettaglio nei paragrafi successivi;
- *SQC (SeQuence Counter)*: consente di identificare pacchetti ripetuti o ritrasmessi su richiesta.
- *MFL (Message Field Length)*: indica la lunghezza complessiva del pacchetto.

Fig. 8 - Struttura pacchetto dati UECP.

Nella parte suffisso è inserito un codice CRC che consente di riconoscere eventuali pacchetti errati. Nel caso di collegamento bi-direzionale il destinatario può chiedere la ritrasmissione del pacchetto, diversamente (collegamento su rete uni-direzionale) il pacchetto deve essere scartato e si può adottare un meccanismo di ripetizione per aumentare l'affidabilità del collegamento ed evitare la perdita di messaggi.
Nella parte variabile del pacchetto UECP è possibile inserire uno o più messaggi, anche relativi a servizi diversi, caratterizzati ognuno da una propria sintassi ma con un'intestazione comune a tutti che comprende i seguenti campi:

- MEC (*Message Element Code*): individua il tipo di messaggio (funzione o servizio);
- DSN (*DataSet Number*): permette di inviare il messaggio a una (o tutte) delle configurazioni memorizzabili e richiamabili nel codificatore RDS;
- PSN (*Programme Service Number*): permette di riferirsi a una configurazione principale (default) o al programma (rete) specifico;
- MEL (*Message Element data Length*): lunghezza del messaggio;
- MED (*Message Element Data*): dati relativi al contenuto del messaggio stesso.

9.1 Metodi di indirizzamento

Nell'intestazione del pacchetto UECP è prevista la gestione dell'indirizzamento a diversi livelli: tutti i codificatori, un insieme di codificatori localizzati in un'area geografica, tutti i codificatori di un sito o di una rete specifica, oppure un singolo codificatore. Per definire i livelli di indirizzamento si fa riferimento ad un modello basato sulle ipotesi seguenti:

- la rete di trasporto porta il segnale dati a tutti i codificatori di tutti i centri TX-FM (nel seguito denominati **siti** per coerenza con la norma EBU). Ogni sito ha un indirizzo unico (da 1 a 1023). Tutti i codificatori di uno specifico sito condividono lo stesso ***site-address***.
- Ogni codificatore risponde ad uno o più *site-address*. Uno di questi sarà unico e relativo al sito in questione. Indirizzi addizionali saranno permessi per ogni area geografica, regione o altro raggruppamento di siti.

Nella figura 9 è riportato un esempio del modello descritto.

Nell'esempio, tutti i codificatori di TO-Eremo hanno *site-address* pari a 123 e nessun altro (coder in siti diversi) dovrà utilizzare questo indirizzo. I codificatori di TO-Eremo hanno anche l'indirizzo 10 che é quello assegnato a tutti i centri dell'area Nord-Ovest. Pertanto tutti i messaggi in arrivo a TO-Eremo che abbiano indirizzo 123 oppure 10 saranno accettati, ma solo quelli con indirizzo 10 (NordOvest) vengono acquisiti e processati sia da TO-Eremo che da M.Penice.
In ogni sito TX-FM, ci possono essere diversi codificatori, ad esempio relativi alle diverse reti radiofoniche oppure di riserva. Ognuno di essi deve poter essere indirizzato individualmente, per cui si adotta un secondo livello di indirizzamento, detto ***coder-address*** (valori possibili da 1 a 63). Ogni codificatore avrà uno o più *coder-addresses*, uno dei quali dovrà essere unico per il coder in quel sito. La combinazione di *site* e *coder address*, pur individuando univocamente un ben preciso coder, non viene utilizzata per specificare i servizi di una certa rete, ma solo per l'indirizzamento "fisico" di un dato apparato. L'identificazione delle funzioni svolte dall'apparato, legate ad esempio alla rete radiofonica di appartenenza, viene fatta attraverso un terzo livello di indirizzamento basato su *DSN (Data Set Number)* e *PSN (Programme Service Number)*, già descritti in precedenza.

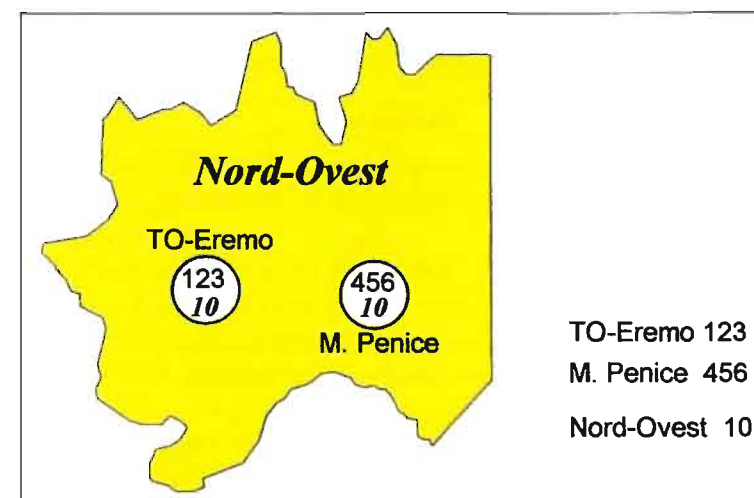



Fig. 9 - Modello di indirizzamento.

Poiché molti messaggi o comandi possono essere comuni a tutti i codificatori sul territorio o appartenenti ad un certo sito, si definisce, sia per il *site-address* che per il *coder-address*, l'indirizzo **globale = 0** (modalità *broadcast*). Tutti i messaggi con *site-address=0* saranno accettati da tutti i coder del sistema. Tutti i messaggi con *coder-address=0* saranno accettati da tutti i coder presenti nel sito specificato dal *site-address*.
Ogni codificatore avrà memorizzate due liste di indirizzi accettabili, quella dei siti e quella dei coder, pertanto potrà utilizzare i messaggi ad esso destinati e scartare gli altri.

9.2 Assegnazione Indirizzi

Nella tabella 2 è riportato un esempio di assegnazione di indirizzi a siti e ad aree geografiche che comprendono diversi siti (centri TX-FM).

Tabella 2
Assegnazione di indirizzi a siti

Site-address	SITO	Site-address	SITO
0	globale (Italia)	100	Piemonte
1 - 99	Aree	120	Valle d'Aosta
100 - 999	Regioni e Centri TX-FM	140	Liguria
1000-1023	riservati	160	Lombardia
		180	Veneto
1	Nord	200	Trentino Alto Adige
2	Centro	220	Friuli Venezia Giulia
3	Sud	240	Emilia-Romagna
.....	.....	.....	....
10	Nord-Ovest	480	Sicilia
11	Nord-Est		
12	Centro	.....	.... altro
13	Sud-Est		
14	Sud-Ovest		
.....	.....		

In funzione della precedente assegnazione, un esempio di liste di indirizzi accettati per i singoli codificatori RDS è riportato nella tabella 3:

Tabella 3
Assegnazione di indirizzi a singoli codificatori

Centro TX-FM	Site - address	
	sito	altri
To-Eremo	101	100, 10, 1
altri TX-Piemonte	102-119	100, 10, 1
S. Vincent	121	120, 10, 1
Col de Courtil	122	120, 10, 1
altri TX Valle d'Aosta	123-139	120, 10, 1
M. Beigua	141	140, 10, 1
M. Bignone	142	140, 10, 1
Portofino	143	140, 10, 1
altri TX-Liguria	144-159	140, 10, 1
Stazzona	161	160, 10, 1
Campo dei Fiori	162	160, 10, 1
Milano Cittá	163	160, 10, 1
M. Penice	164	160, 10, 1
M. Penice (reg.le Piemonte)	165	100, 10, 1
M. Creó	166	160, 10, 1
altri TX Lombardia	167-179	160, 10, 1
.....	.....	.....
M. Conero	281	280, 12, 2
M. Nerone	282	280, 12, 2
altri TX Marche	283-299	280, 12, 2
.....	.....	

10. Convertitore di Protocollo

Nei centri trasmittenti FM i dati, ricevuti dalla rete dei ponti fissi e convertiti in formato seriale RS-232 dal demodulatore (apparato RAI tipo 9393), devono essere tradotti nel protocollo proprietario LINK, utilizzato dai codificatori RDS Rohde& Schwarz installati dalla RAI nei centri FM. A tale scopo il Centro Ricerche RAI ha sviluppato un "Convertitore di Protocollo" che, oltre a traslare il flusso informativo da un formato all'altro, permette di prelevare dalla rete solo quei messaggi che interessano l'area di copertura del sito trasmittente in cui è installato. Si utilizza così la capacità del protocollo UECP di correlare i messaggi con gli indirizzi dei siti e delle reti FM.
Il Convertitore di Protocollo è basato su un PC industriale con cabinet 19" (altezza 3 unità) da installare negli armadi rack contenenti gli apparati ausiliari dei trasmettitori FM, dove sono già installati i codificatori RDS. L'apparato è provvisto di 4 porte seriali, una per la ricezione dei dati dalla rete, le altre tre per inviare dati e comandi ai codificatori RDS delle tre reti FM.
Il software è stato sviluppato dal Centro Ricerche RAI in linguaggio C su piattaforma MSDOS per garantire un'adeguata gestione in tempo reale di tutte le porte seriali. Il sistema è inoltre provvisto di un watchdog che interviene riavviando il computer in caso di blocchi anomali dell'applicazione. Il software permette di visualizzare, tramite interfaccia a video, la presenza di messaggi in ingresso, statistiche sul flusso dei messaggi (eventuali pacchetti errati, ecc.), i comandi inviati in uscita ai diversi codificatori. Tuttavia, per il normale funzionamento, non sono richiesti monitor e tastiera e lo stato della macchina è deducibile da LED sul pannello frontale che indicano la presenza / assenza di dati in ingresso e lo stato dei codificatori RDS

Le funzioni svolte dal software del Convertitore di Protocollo si possono riassumere in:

- ricezione dei messaggi in arrivo, controllo della loro correttezza tramite CRC (Cyclic Redundancy Code) e verifica della corretta ripetizione dei messaggi.
- riconoscimento dei messaggi destinati al sito trasmittente: ogni convertitore di protocollo è predisposto per rispondere non solo al proprio indirizzo di sito, ma anche a quello della regione, settore ed area, secondo una tabella di pianificazione concordata a livello nazionale.
- traduzione dei messaggi dal formato UECP a protocollo LINK. Tale traduzione viene effettuata non solo per i comandi strettamente legati al TMC ma anche per comandi RDS di uso più generale che potranno essere usati in futuro qualora si attivassero altri servizi dinamici. Nella versione 2.0 attualmente installata, sono già implementati i seguenti comandi: PS, PI, PTY, TDC, ODA, TMC, CT, TA, RadioText.
- gestione della comunicazione con i Codificatori RDS. Prima di inviare nuovi dati in uscita il convertitore di protocollo attende conferma, da parte di ciascun codificatore RDS, dell'accettazione dei messaggi precedenti e dell'avvenuta trasmissione dei medesimi, tramite un messaggio di *Acknowledge*.

Anche se la trasmissione dei codici TMC è attuata, per il momento, solo su una rete (per la precisione, RAI MF1), è già possibile controllare i codificatori di tutte le tre reti radiofoniche FM. Ovviamente, così come avviene per i codici TMC, la distribuzione

di dati in rete potrà estendersi in futuro a tutte le informazioni dinamiche RDS.

11. Ricevitori

I ricevitori che consentono di decodificare il servizio RDS-TMC devono essere equipaggiati con una copia del database (eventi e località) utilizzato in trasmissione per la codifica. Possono essere realizzati ricevitori di diverso tipo:

- **autoradio RDS provviste di decodificatore TMC**: i messaggi ricevuti dal canale RDS-TMC potranno esere comunicati all'utente, nella sua lingua, attraverso un sintetizzatore vocale. L'utente potrà impostare nel ricevitore il percorso che intende effettuare e filtrare di conseguenza solo i messaggi di interesse per il viaggio. I messaggi, memorizzati dall'autoradio potranno inoltre essere richiamati tramite un pulsante e presentati sul display o preferibilmente in voce. Per motivi di sicurezza sarebbe auspicabile che la consultazione del display potesse avvenire solo ad auto ferma. Un esempio di autoradio TMC, prodotta dalla Blaupunkt e disponibile al momento con sintesi vocale per le lingue tedesca, inglese, olandese e danese è riportato in figura 10.

- **sistemi di navigazione satellitare**: questi dispositivi consentono, in genere, di impostare una destinazione, calcolare il percorso ottimale e presentare su un display LCD la mappa con il percorso, la posizione della propria auto e indicazioni sulla direzione di marcia. Se equipaggiati con la funzione TMC, questi terminali possono presentare all'utente i messaggi di traffico, ricevuti tramite RDS-TMC, sul display per mezzo di icone posizionate sulla mappa. Ulteriori dettagli per ciascun messaggio possono essere forniti in modalità testo su richiesta dell'utente. In aggiunta, la funzione di calcolo del percorso potrebbe tener conto delle situazioni anomale di traffico, ricalcolando ove necessario un tragitto alternativo. Un esempio di navigatore che incorpora anche la funzione TMC è il CARIN 522 della Philips, riportato in figura 11.

- **ricevitori portatili in modalità testo**: all'interno del progetto euroregionale SERTI (Italia, Francia, Germania, Svizzera, Spagna) è stato sviluppato, dalla tedesca GNS GmbH, un ricevitore tascabile denominato TRICSY che decodifica i messaggi TMC presentandoli (in diverse lingue) tramite testo scorrevole su un display. Il ricevitore, delle dimensioni di un pacchetto di sigarette, è riportato in figura 12.

11.1. Database

Poiché, come si è detto, la codifica dei messaggi impone di utilizzare in trasmissione ed in ricezione lo stesso Database di eventi e località, occorre identificare un mezzo per mantenere aggiornato il database dell'utente quando si modifica quello di trasmissione. Nel caso di ricevitori con sintesi vocale, per comporre le parole e le frasi relative a un messaggio si utilizzano i fonemi caratteristici di ciascuna lingua. A causa della limitata capacità di memoria all'interno di un ricevitore tipo autoradio accade che un singolo apparecchio non può riprodurre tutte le lingue ma deve essere sviluppato per un dato paese (o gruppo ristretto di paesi le cui lingue hanno una base fonetica comune). Tipicamente, la parte di database relativa agli eventi è residente su memoria permanente all'interno del ricevitore, mentre la parte relativa alle località, più soggetta a modifiche ed aggiornamenti, risiede su una memory card (chip-card) estraibile e intercambiabile. Potranno quindi esserci ricevitori in una certa lingua (ad es. italiano) che funzionano in un paese straniero (ad es. Germania) utilizzando una chip-card con le località di quel paese e fornendo i messaggi nella lingua dell'utente (italiano). Un esempio di chip-card è riportato in figura 13.

Nel caso di sistemi di navigazione, il database può essere ospitato direttamente sullo stesso CD-ROM che contiene le mappe per la navigazione.

Il costo di produzione e manutenzione del Database (sia centrale che di utente) potrebbe ad esempio essere recuperato tramite l'acquisto da parte dell'utente (iniziale o dopo una scadenza prefissata) delle chip-card contenenti il Database stesso.

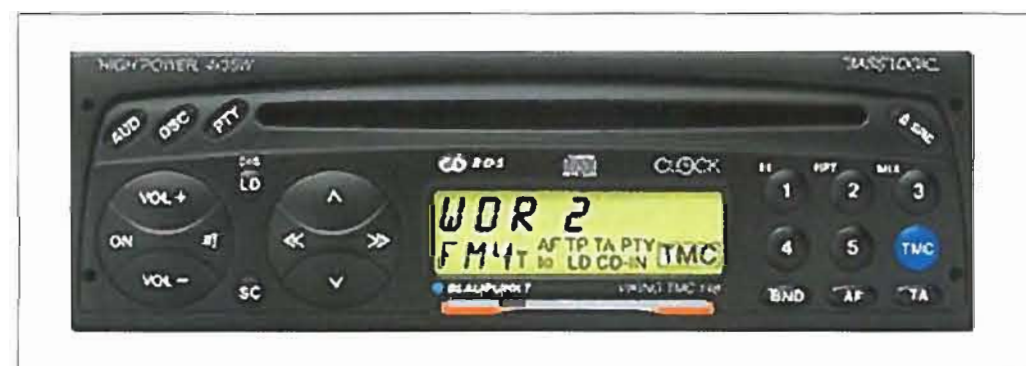
12. Conclusioni

L'RDS è un supporto trasmissivo per dati di interesse più vasto di quello del solo ausilio alla sintonia dei ricevitori in movi-

Fig. 10 - Autoradio TMC con sintesi vocale.

Fig. 11 - Sistema di navigazione con decodifica messaggi TMC.

Fig. 12 - Ricevitore portatile *"Tricsy"*.

Fig. 13 - Chip-card con database TMC per autoradio.

mento. Il sistema, sfruttando convenientemente codici ad alto contenuto informativo, permette l'attuazione di speciali servizi di telematica radiodiffusa come il Traffic Message Channel (TMC).
In questo documento sono stati descritti i sistemi e le infrastrutture realizzate dalla Rai per l'attivazione del servizio RDS-TMC nel Nord Italia, come previsto dalla fase 1 del Piano Nazionale del Ministero dei Lavori Pubblici.
Si è introdotto il concetto di Concentratore RDS per la gestione centralizzata di tutti i servizi RDS (statici e dinamici) e si è descritta la rete utilizzata per il trasporto di dati RDS verso i Centri trasmittenti. Sono stati inoltre illustrati i protocolli ALERT, per la codifica dei messaggi di traffico, ed EBU-UECP per il trasporto e indirizzamento di servizi RDS.
I risultati, in termini di operatività del servizio, hanno confermato le buone prestazioni e l'affidabilità della rete di trasporto in ponte radio e del sistema di modulazione adottato. Dai risultati ottenuti sul campo si possono confermare i valori adottati per i parametri critici, quali ad esempio la ripetizione e la lunghezza dei messaggi.

L'attuazione del servizio RDS-TMC, in fase di sviluppo anche in altri paesi europei, permetterà ai servizi informativi sul traffico di trarre strumenti nuovi per contribuire, almeno in parte, alla sicurezza di chi viaggia, portando agli utenti rilevanti vantaggi in termini di informazione, efficienza e comodità.
Ad un anno dall'attivazione del servizio, l'interesse dei costruttori a sviluppare ricevitori per il mercato italiano appare comunque piuttosto ridotto e quindi il mantenimento o l'ulteriore estensione del servizio saranno possibili solo identificando adeguati meccanismi di finanziamento che garantiscano, per tutti gli operatori coinvolti, la copertura dei costi di infrastruttura e di esercizio.

13. Ringraziamenti

Gli autori ringraziano vivamente tutti i colleghi della Divisione Radiofonia-Produzione Radio e della Divisione Trasmissione e Diffusione - Ingegneria Reti di Trasmissione (DIVTD/RT) e Ingegneria Reti di Diffusione (DIVTD/RD) per la collaborazione e l'attività svolta nei progetti RDS-TMC.

Bibliografia

1 – G.Alberico, M.Cominetti, N.S.Tosoni: *L'evoluzione tecnologica della radio: prospettive dei servizi sul traffico*, "Elettronica e Telecomunicazioni", N° 1, 1993, pp. 14-19

2 – CENELEC EN50067:1996 - *Specification of the Radio Data System (RDS)* - ver. 2.3, July 1996

3 – M.Cominetti: *Il Radiodata: nuovo servizio in radiofonia FM*, "Elettronica e Telecomunicazioni", N° 2, 1985, pp. 63-75.

4 – ENV/12313 - 1: *Coding Protocol for RDS-TMC*, ver. 2.20 - September 1996

5 – prENV/12313 - 2: *Event and Information codes for RDS-TMC* - ver. 1.0, June 1996

6 – CEN prENV 278/7/3/0005: *Location Referencing Rules for RDS-TMC*, ver. 1.1, March 1997.

7 EBU/RDS Forum SPB 490: *RDS Universal Encoder Communication Protocol* - ver. 5.1, August 1997

Appendice

Misure su collegamento dati a 4800 bit/s in ponte radio

Per sperimentare tale sistema è stato provato un collegamento (loop) in ponte radio, fra il Centro Ricerche e Roma (Sala ponti Saxa Rubra) sulla tratta Torino-Milano-Roma e viceversa. Come interfaccia alla rete si è utilizzata una coppia Modulatore (RAI 9064) e Demodulatore (RAI 9066) del tipo RAI-Radiosoftware. Si è inteso così valutare le prestazioni del segnale dati al fine di apprezzare le distorsioni e l'eventuale degradamento del segnale ricevuto introdotte dal canale di trasmissione, prima di procedere alla realizzazione degli apparati finali (RAI 9393 e 9394). Inoltre, si è voluto anche indagare sull'affidabilità in termini di continuità del collegamento così realizzato, essendo la rete dei ponti a 2 GHz utilizzata, per lo più, come contributo intersede e riserva del servizio nazionale TV. Al fine di

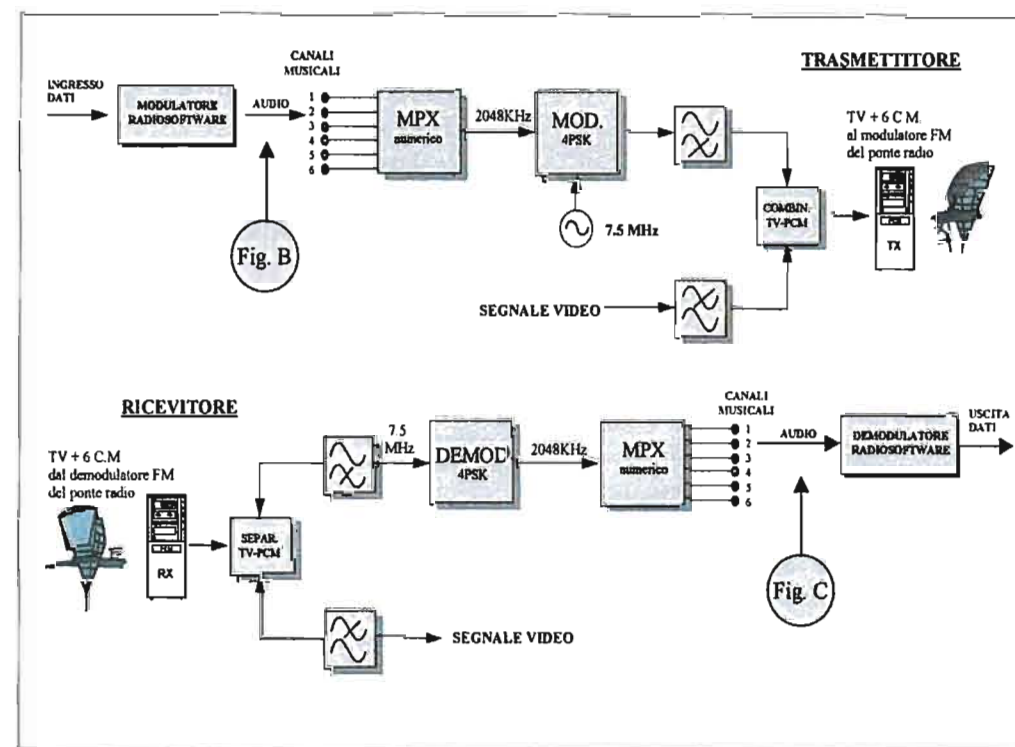



Fig. A - Schema a blocchi della configurazione per misure su ponte radio.

simulare, per quanto possibile, una diffusione reale di comandi RDS, indirizzati ad ognuna delle tre reti RAI FM, si è provveduto a generare in trasmissione una serie di messaggi codificati secondo il protocollo EBU. In figura A è riportato lo schema a blocchi del sistema adottato.

La modalità operativa della sperimentazione ha riguardato:

a) **Trasmissione singola** di un comando RDS verso una specifica rete RAI. Si è inteso così simulare un ipotetico operatore nell'atto di introdurre dati in modalità manuale.

b) **Trasmissione ciclica** di un blocco dati contenente alternativamente l'informazione TA=ON e TA=OFF.

In ricezione, dopo la demodulazione PCM e la decodifica in banda base del segnale (bifase-differenziale), si è provveduto al trasferimento dei dati, tramite collegamento seriale RS-232, ad un computer per l'interpretazione dei codici e l'invio dei medesimi al codificatore RDS della rete interessata. Il computer di ricezione è stato programmato per convertire il protocollo EBU-UECP nel protocollo LINK e comunicare con il codificatore RDS Rohde &Schwarz. Si è altresì provveduto ad inserire, nel software di ricezione, un conteggio dei cambiamenti di stato del codice TA, al fine di raffrontarlo durante la sperimentazione con quello di trasmissione. Tramite un decoder RDS RAI (tipo 9248) è stato possibile leggere il corretto riconoscimento del comando TA da parte del codificatore.

Analisi oscillografica del segnale dati trasmesso e ricevuto.

Le figure B e C mostrano gli oscillogrammi del segnale dati rispettivamente all'ingresso della catena in ponte radio (uscita del modulatore) e all'uscita (ingresso del demodulatore). Il Modulatore Dati provvede a fornire all'ingresso audio del ponte radio un segnale dati opportunamente codificato e filtrato. Come è possibile vedere nella figura B la forma d'onda è sagomata in modo da presentare una apertura dell'occhio del 100%. Per ridurre l'occupazione di banda sul canale ed evitare l'insorgere di interferenze intersimboliche si è vantaggiosamente introdotto in uscita un filtro gaussiano sul segnale bifase. La figura D mostra lo spettro di tale segnale all'uscita del modulatore. L'energia è concentrata a centro banda, per cui le distorsioni lineari che si verificano sugli estremi della banda hanno scarso effetto.

Come si può notare, dal raffronto delle figure B e C, il degradamento di intersimbolo (massima apertura verticale ed orizzontale dell'occhio) è minimo.

Dalle prove effettuate non si sono riscontrati errori nelle stringhe dati trasmesse, confermando che la protezione del flusso dati (codici CRC e ripetizione dei pacchetti) è adeguata all'impiego su tale rete.

RDS/TMC: sistema per la messa in onda di messaggi codificati sul traffico

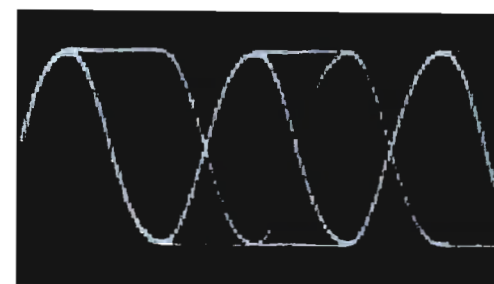



Fig. B - Segnale bifase in uscita dal modulatore.

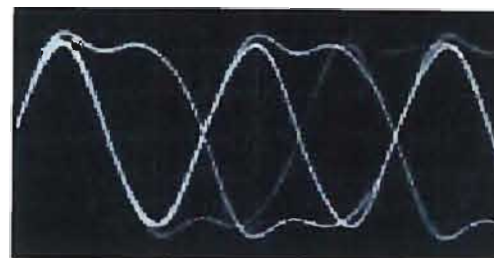



Fig. C - Segnale bifase ricevuto su collegamento TO-MI-RM e viceversa.

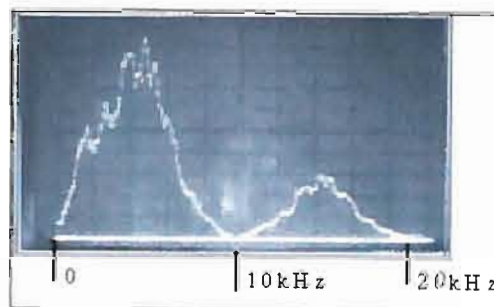



Fig. D - Spettro del segnale bifase (non filtrato).

Note

[1] Il calcolo del bit-rate utile nel segnale RDS è un po' più articolato. Dei 1187.5 bit/s totali, soltanto una frazione pari a 16/26 del totale (ridondanza) è rappresentato dai bit utili di informazione e cioè 730 bit/s. Il numero ed il tipo del gruppo non costituiscono informazione per i servizi, perciò dai 730 bit occorre togliere 5 bit per ogni gruppo, quindi: 730-(11,4*5) ≃ 673 bit/s. Il 40% della capacità RDS deve contenere dati statici relativi alle informazioni di sintonia (gruppo 0A): rimangono quindi 404 bit/s. Infine, poiché in ogni gruppo compare sempre il codice PI (statico), solo il 75% della capacità è utile: ciò riduce il bit-rate utile per i servizi dinamici a circa 303 bit/s.

[2] Quando in trasmissione si ha un carattere di START (0xFE) o di STOP (0xFF) esso viene sostituito con la coppia di byte FD 01 o FD 02. Se nel messaggio è presente il byte FD questo viene sostituito con FD 00.

Prospettive per l'introduzione della televisione digitale terrestre in Italia

M. Cominetti,
A. Morello,
R. Serafini*

*Dr. Mario Cominetti
Consulente RAI.
Ing. Alberto Morello
Rai - Centro Ricerche
e Innovazione Tecnologica -
Torino
Ing. Roberto Serafini
della Divisione
Trasmissione
e Diffusione RAI.

Dattiloscritto pervenuto
alla Redazione
il 28 ottobre 1999.

La televisione digitale terrestre (DTT) svolgerà un ruolo primario nello scenario dei nuovi servizi dell'era digitale. La DTT introduce una maggiore competizione all'interno dell'attuale sistema televisivo digitale, dominato dal satellite e dal cavo, ed una maggiore e diversificata scelta di servizi. Il nuovo quadro di riferimento istituzionale per la radiodiffusione costituisce la base per l'avvio e lo sviluppo della DTT nel nostro paese in uno scenario caratterizzato dalla occupazione generalizzata dello spettro televisivo. L'articolo esamina gli elementi salienti del processo in corso, ed illustra il piano di sperimentazione sulla DTT presentato dalla RAI nell'ambito del Comitato Nazionale per lo sviluppo dei sistemi digitali. Riporta inoltre i primi risultati delle sperimentazioni effettuate sul "test bed" di Torino.

1. Introduzione

Alla soglia dell'anno 2000, le tecnologie digitali sviluppate in ambito al Consorzio europeo DVB si stanno rapidamente affermando su tutti gli anelli della catena di radiodiffusione, dalla generazione dei programmi alla distribuzione all'utente sui vari media: satellite, cavo, terrestre.

La tecnologia digitale offre nuove opportunità per i fornitori dei servizi, i gestori di rete e l'industria del settore in un mercato caratterizzato dalla convergenza fra Radiodiffusione, Telecomunicazioni e Informatica. Essa rappresenta la soluzione globale alla domanda crescente di nuovi servizi televisivi generalisti e tematici, in chiaro e a pagamento, e consente un miglioramento della qualità audio-video, l'introduzione del formato panoramico (16:9), di servizi Internet, multimediali e interattivi. L'accesso alla nuova e diversificata offerta sarà possibile attraverso la Guida Elettronica ai Programmi (EPG), una specie di radiocorriere visualizzato sullo schermo del televisore che consente all'utente di scegliere il programma desiderato "navigando" all'interno del "bouquet" mediante il telecomando.

PERSPECTIVES FOR THE INTRODUCTION OF DIGITAL TERRESTRIAL TELEVISION IN ITALY. Digital Terrestrial Television (DTT) will have a leading role to play in the panorama of communication media in the digital era, as it has in the analogue one. DTT introduces more competition into the existing television markets, offers more consumer choice and release valuable frequency spectrum, and last, but not least, satisfies the desire expressed at European and national level to protect cultural identity and, within that, public service broadcasting. In this context, the new Italian regulatory framework opens the door for the introduction of DTT in a particularly critical environment characterised by a densely utilised frequency spectrum. The paper highlights the key issues of the RAI's pilot trials carried out in the framework of the DTT National Committee, and reports the first results achieved in the Turin test bed.

In questo contesto fortemente evolutivo la televisione digitale terrestre, nello standard DVB-T, è destinata a svolgere un ruolo centrale a motivo della sua facilità ed economicità di ricezione ed alla "universalità" del servizio stesso, rivolto prevalentemente al grande pubblico. Essa potrà inoltre integrare l'offerta dei canali satellitari e via cavo potendo soddisfare le diverse tipologie dei servizi nazionali, regionali e locali.
La DTT consente altresì di ottimizzare l'utilizzazione del canale, offrendo vari benefici:

- "miglior compromesso"fra qualità audio-video e capacità trasmissiva, a seconda dei requisiti di servizio
- possibilità di utilizzare gli attuali sistemi di ricezione individuali e condominiali con limitati costi addizionali per l'utenza;
- possibilità di ricezione con apparati fissi, portatili e mobili (su autobus, treni, ecc.).

La disponibilità sul mercato di ricevitori commerciali, sia in versione Set-Top-Box (STB) che in versione di televisore integrato (IDTV), e basati sulla futura piattaforma multimediale domestica DVB-MHP (Multimedia Home Platform), è una condizione essenziale per il successo della DTT. La specifica tecnica è in fase avanzata di definizione da parte del DVB.
Per quanto riguarda in particolare il nostro Paese, al di là della necessità di rendere disponibili nel breve-medio termine adeguate risorse in frequenza, sarà necessario soddisfare almeno tre requisiti essenziali emersi in ambito ai lavori del Comitato Nazionale per lo sviluppo dei sistemi digitali, costituito dall'Autorità per le Garanzie nelle Comunicazioni:

- servizi a copertura sia nazionale che regionale o locale;
- offerta di nuovi servizi per fronteggiare la concorrenza con il satellite e il cavo;
- ritrasmissione in "simulcasting" di programmi analogici onde accelerare la transizione alla soluzione digitale.

2. Lo scenario nazionale

In Italia l'offerta televisiva è distribuita al grande pubblico, dagli operatori nazionali e locali, attraverso le attuali reti terrestri analogiche nelle bande di frequenza III (VHF), IV e V (UHF). L'occupazione dei canali a radiofrequenza è molto vicina alla saturazione, rendendo molto difficile il reperimento di risorse per la DTT.

La diffusione televisiva da satellite, nello standard DVB-S, si è sviluppata a partire dal 1995 quando fu introdotto da Eutelsat il satellite HotBird-1 (a 13°E), con copertura paneuropea, che ha consentito una ricezione uniforme su tutto il territorio nazionale con antenne da 60÷90 cm.
Successivamente, sulla stessa posizione orbitale, è stato lanciato il satellite HotBird-2, di cui due transponditori (52 e 54) forniscono il "bouquet" digitale di programmi "free-to-air" della RAI. Attraverso lo stesso satellite Telepiù/D+ e Stream forniscono le rispettive offerte di canali tematici "pay" e "pay-per-view". A 19,2°E sono posizionati i satelliti di Astra che, pur consentendo una buona copertura dell'Italia, diffondono principalmente programmi in lingua tedesca prevalentemente orientati all'utenza dell'Europa Centrale.
Oggi più di 2 milioni di parabole sono installate nel nostro Paese per la ricezione satellitare dei programmi analogici e digitali. Il parco dei ricevitori digitali ammonta a circa 1,5 milioni di unità ed è in continua crescita.
L'esperienza fin qui acquisita dagli installatori e dagli operatori del settore ha dimostrato che lo sviluppo della televisione digitale da satellite dipende fortemente dalla possibilità di estendere, su vasta scala, la ricezione negli impianti centralizzati di antenna (SMATV), specialmente nelle città e nelle aree di interesse storico e architettonico, dove, fra l'altro, si incontrano spesso difficoltà connesse alle valutazioni di impatto ambientale. Purtroppo gran parte dei vecchi impianti condominiali, progettati per la ricezione dei segnali analogici PAL, richiede interventi elevati per l'adeguamento alla tecnologia digitale.

Lo scenario nazionale dei servizi via cavo assume, allo stato attuale, una rilevanza secondaria. Le grandi reti in cavo non esistevano fino al giugno del 1995, quando Telecom Italia lanciò il "Programma Socrate". Oggi, nonostante la ricca e diversificata offerta fornita sin dall'inizio da Stream, il servizio non si è sviluppato secondo le previsioni, anche a causa della difficoltà di interconnessione degli utenti alle reti in cavo.

L'ampia offerta attuale di canali televisivi sulle reti terrestri e via satellite potrebbe non rendere immediatamente percepibile al pubblico i vantaggi della DTT, vanificando gli sforzi dei vari operatori nel promuovere il

lancio dei nuovi servizi; pertanto una politica di transizione verso il digitale, basata principalmente sulla ritrasmissione (simulcasting) dei programmi TV analogici, non sembra proponibile. Tutti gli operatori (broadcaster, gestori di rete, industria) concordano quindi sulla necessità di arricchire e diversificare l'offerta con nuovi programmi televisivi e multimediali, "free-to-air" e "pay", piuttosto che puntare sulla "qualità" della codifica dell'immagine e del suono, a scapito della "quantità" dei programmi. Ciò dovrebbe rappresentare un elemento trainante nell'indirizzare il consumatore verso la tecnologia digitale, auspicando inoltre che vengano introdotti sgravi fiscali per l'acquisto dei nuovi ricevitori.

3. Il quadro di riferimento

L'assenza di una regolamentazione del sistema radiotelevisivo ha caratterizzato il panorama italiano sin dagli anni '70 quando gli operatori commerciali, nazionali e locali sono entrati sul mercato utilizzando in modo scoordinato le risorse in frequenza reperibili sul territorio. Nel 1990, fu compiuto da parte del Ministero PT un importante passo per razionalizzare l'utilizzazione dello spettro attraverso la definizione di un Piano di assegnazione delle Frequenze per i servizi televisivi che fu approvato a gennaio del 1992, ma che però non ha trovato pratica attuazione anche per la forte opposizione degli operatori privati. Nel 1993, vennero concesse circa 700 autorizzazioni temporanee agli operatori privati del settore televisivo.

Nel luglio 1997, pochi giorni dopo la Conferenza della CEPT di Chester (Bibl. 1) per l'introduzione della televisione digitale terrestre in Europa, fu emanata la nuova Legge 249/1997 che, seppur focalizzata sull'istituzione dell'Autorità per le Garanzie nelle Comunicazioni, estende globalmente le sue competenze anche alla radiodiffusione, definendo i criteri base della ripianificazione TV.

L'Autorità è concepita dalla Legge come l'organismo regolatore nel campo delle telecomunicazioni e della radiodiffusione, sia in tecnologia analogica che digitale. Nel settore della radiodiffusione l'Autorità approva i piani nazionali di assegnazione delle frequenze (con la collaborazione del Ministero delle Comunicazioni), tiene il registro degli operatori di tutti i settori (radio, televisione, telecomunicazioni, editoria) e promulga gli standard per i nuovi decodificatori/ricevitori digitali televisivi domestici.

Il Decreto Legge 15/1999 regola il rilascio delle concessioni agli operatori nazionali e locali. Per effetto del Decreto, è consentito agli operatori dei servizi di tele-vendita di continuare l'utilizzazione delle frequenze terrestri purchè si impegnino, entro tre anni dal rilascio delle concessioni delle licenze, a trasferire i relativi programmi sul satellite o sul cavo. La questione più importante sollevata dal Decreto è l'obbligo di introdurre sul mercato nazionale, dal 1° Luglio 2000, soltanto ricevitori digitali TV in grado di ricevere l'offerta di programmi, anche criptati, forniti da qualsiasi operatore.

Il Disegno di Legge 1138, tuttora in discussione in Parlamento, propone di anticipare al 2006 la data per il completamento del processo di transizione dall'analogico al digitale.

3.1 Piano delle frequenze TV

Nel quadro della Legge 249/97, l'Autorità per le Garanzie nelle Comunicazioni ha definito recentemente un nuovo Piano di Assegnazione delle Frequenze per i servizi televisivi analogici dove:

- il 70% delle frequenze viene assegnato alle reti televisive nazionali;
- il 30% delle frequenze viene assegnato alle reti locali;

- parte dello spettro viene assegnato ai servizi digitali terrestri televisivi (DTT) e radiofonici (DAB).

Il Piano prevede 11 reti analogiche nazionali e 6 programmi regionali/locali. L'area di servizio di ogni trasmettitore è sostanzialmente limitata ai confini delle 21 regioni italiane. Ciascuno dei 487 principali siti trasmittenti individuati dal Piano irradia un gruppo di 17 frequenze (cluster) adottando parametri di trasmissione uniformi.

La copertura prevista per i servizi televisivi analogici nazionali è dell'80% del territorio, a cui corrisponde all'incirca il 92% della popolazione. Per raggiungere tale estensione, in ambiente analogico, si rende necessario sfruttare tecniche di diffusione con offset di precisione, nonchè scegliere opportunamente il diagramma dell'antenna trasmittente oltrechè utilizzare i siti previsti dal Piano.

La realizzazione su vasta scala del nuovo Piano per i servizi TV analogici richiederebbe pertanto significativi investimenti per la costruzione dei nuovi siti e delle infrastrutture di rete e suscita l'opposizione dei broadcaster che non ne riconoscono i reali vantaggi a fronte dell'imminente avvento della soluzione digitale.

Infatti il Piano, anche se sviluppato essenzialmente per la TV analogica, è adatto anche alla DTT, poichè esclude i siti trasmittenti ad alta potenza e situati su posizioni molto elevate; ciò è necessario per consentire l'introduzione di reti digitali a singola frequenza (SFN) e multifrequenza (MFN).

Il nuovo Piano Nazionale delle frequenze assegna ai servizi DTT il canale 9 (canalizzazione europea) in banda III/VHF ed i canali 66, 67, 68 nella banda UHF. Il canale 12 (VHF) è assegnato al DAB, in accordo con le indicazioni CEPT. L'utilizzazione dei canali per la DTT non è ancora definita. Varie ipotesi sono all'esame del Gruppo di lavoro D del Comitato Nazionale per lo sviluppo dei sistemi digitali (vedi par.3.2). I vari scenari allo studio considerano:

- reti a singola frequenza (SFN) per servizio nazionale;
- reti SFN regionali, dette anche reti K-SFN (dove K= 2;3 è il numero totale di frequenze della rete)[1];
- reti multifrequenza (MFN) per servizio nazionale e regionale.

Per aumentare la capacità della banda VHF è stata pertanto richiesta all'industria nazionale ed all'EACEM (organizzazione dei costruttori europei di prodotti "consumer") la disponibilità di ricevitori digitali dual-band VHF e UHF con sintonizzatore da 7 e 8 MHz. si è considerata la possibilità di convertire la canalizzazione italiana, che comprende 7 canali da 7 MHz, in quella europea che comprende a sua volta 8 canali da 7 MHz (figura 1).

Lo scenario di transizione dall'analogico al digitale potrà essere agevolato dal progressivo passaggio sul satellite degli attuali servizi di pay-TV analogici terrestri e di alcuni canali TV commerciali, secondo quanto stabilito dalla Legge 249/97.

3.2 Comitato nazionale per lo sviluppo dei sistemi digitali

L'Autorità per le Garanzie nelle Comunicazioni ha costituito un Comitato Nazionale per lo sviluppo dei sistemi digitali, che riunisce i principali attori (broadcaster, gestori di rete, industria del settore, centri di ricerca), allo scopo di identificare le condizioni necessarie per il lancio dei servizi DTT e formulare un piano operativo. L'attività è condotta nell'ambito di 4 grup-

[1] Nel caso in cui una rete K-SFN porti lo stesso insieme di programmi, il servizio assume carattere nazionale

pi di Lavoro incaricati di valutare i vari aspetti connessi con l'introduzione della DTT (tecnici, operativi, commerciali, industriali):

- Gruppo A: Individuazione dei requisiti del servizio;
- Gruppo B: Piano di Assegnazione delle Frequenze;
- Gruppo C: Problemi di carattere industriale e di mercato;
- Gruppo D: Proposte operative per l'introduzione e lo sviluppo della DTT.

I Gruppi di lavoro A,B,C hanno il compito di istruire le attività del Gruppo D. Il Gruppo D, si propone di pervenire alla identificazione di uno (o più) scenari operativi per l'introduzione e lo sviluppo dei nuovi servizi DTT a partire dal 2000.

4. Piano di sperimentazione RAI

Nel 1998, nel quadro delle attività previste dal Contratto di Servizio con il Ministero delle Comunicazioni, la RAI ha presentato un piano di sperimentazione tecnica sulla DTT (Bibl. 2) che ora si sta sviluppando in ambito alla attività del Comitato Nazionale per lo Sviluppo dei Sistemi Digitali. Il piano si articola su varie "aree pilota" del territorio nazionale: Roma, Torino e Valle d'Aosta, Palermo, Pisa-Livorno (figura 2). Le sperimentazioni sono condotte in stretta collaborazione tra la Divisione Trasmissione e Diffusione ed il Centro Ricerche e Innovazione Tecnologica. Le modalità di trasmissione si basano sui seguenti parametri di sistema:

- Modulazione 64 QAM; FEC-2/3 (ricezione fissa/portatile) e 16 QAM; FEC-1/2 (ricezione mobile);
- Modalità 2K/8K portanti OFDM;
- Intervallo di guardia (Tg/Tu): da 1/4 a 1/32;
- Bit-rate utile: 24 Mbit/s (ricezione fissa/portatile) e 14 Mbit/s (ricezione mobile)

Fig. 1 - Conversione della canalizzazione VHF (banda III) italiana in quella europea.

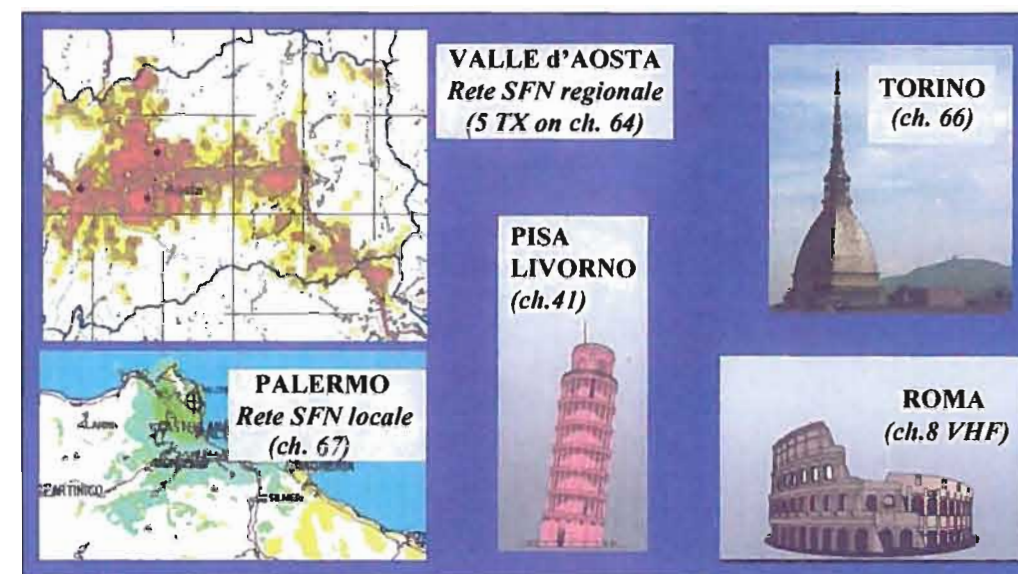
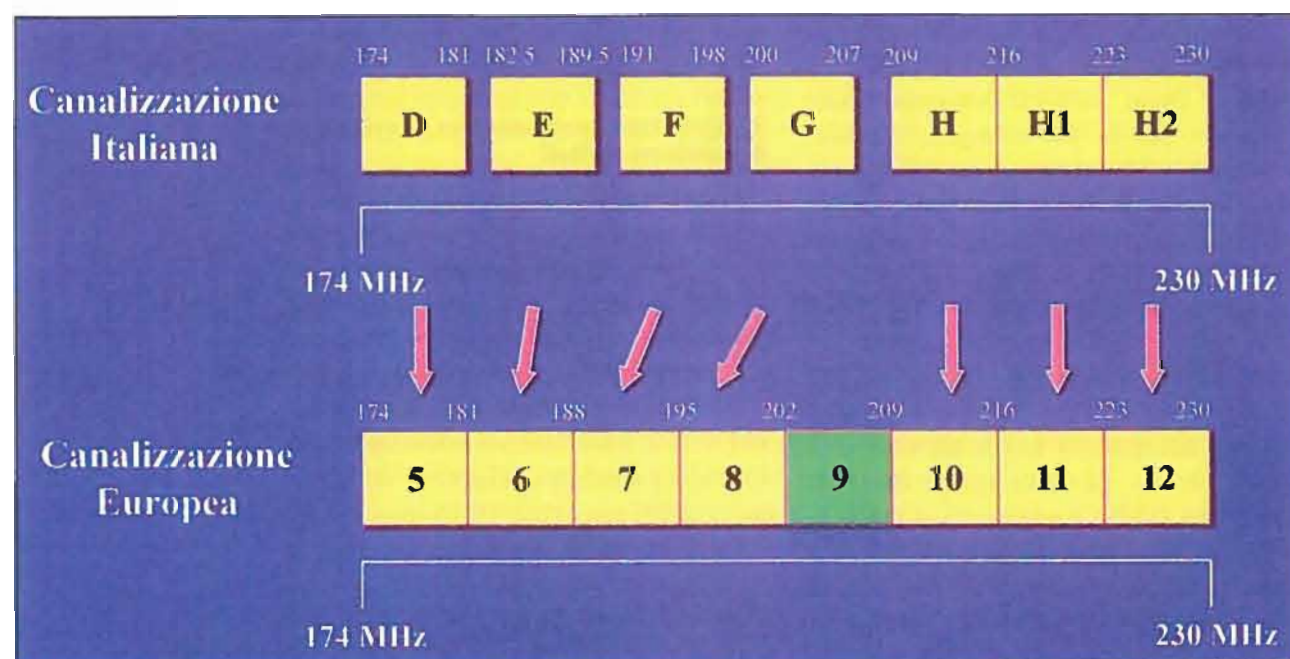



Fig. 2 - Aree di sperimentazione RAI della televisione digitale terrestre.

Torino. La sperimentazione, avviata sul canale 28 (UHF), si è focalizzata, in una prima fase, sulla valutazione di alcuni aspetti tecnologici e sistemistici della DTT, quali: qualità di codifica audio/video, efficacia della multiplazione statistica, copertura del servizio con ricezione fissa, portatile e mobile, ricezione negli impianti centralizzati, prestazioni dei ricevitori commerciali, ecc. I risultati delle prime valutazioni hanno consentito di contribuire fattivamente all'attività dei Gruppi di lavoro del Comitato Nazionale per lo sviluppo dei sistemi digitali.

La piattaforma tecnologica di codifica e multiplazione MPEG-2/DVB è installata presso il Centro Ricerche e Innovazione Tecnologica. Il segnale digitale a livello di Transport Stream (TS) è inviato, attraverso un collegamento in ponte radio digitale (SDH), al sito trasmittente di Torino-Eremo dove viene effettuata la modulazione OFDM e la successiva diffusione sul canale 28 con una ERP nominale di 300W. Il livello del campo e.m. irradiato consente una copertura del servizio, con ricezione fissa, su tutta l'area urbana e suburbana. E' previsto a breve l'impiego di un altro canale (ch.66 UHF con una maggiore ERP e un'area di copertura più estesa).

La figura 3 fornisce una stima dell'area di copertura del servizio sperimentale DTT.

Valle d'Aosta. Il test-bed, in fase avanzata di realizzazione, prevede l'impiego di un canale UHF e consentirà di valutare le problematiche tecnico-operative connesse a una struttura di rete isofrequenziale (SFN), con 4-5 impianti trasmittenti, nonché gli effetti dovuti alla propagazione, spesso soggetta a riflessioni multiple a causa dell' orografia del terreno, fornendo informazioni utili per la pianificazione del servizio DTT su vasta scala. Lungo l'autostrada A5 verranno valutate le prestazioni del sistema in ricezione mobile, e confrontate con quelle del DAB. La presenza delle valli laterali che si diramano da quella principale permetterà inoltre di valutare l'efficacia di "gap-filler", ossia di piccoli ripetitori DTT isofrequenziali, per estendere l'area di copertura in zone non servite dal trasmettitore principale.

Il "bouquet" DTT sperimentale è generato presso il Centro Trasmittente di

Fig. 3 - Sperimentazione DTT a Torino. Previsioni di copertura con antenna ricevente direttiva.

St.Vincent, che funge da capo-rete, inserendo nel multiplex alcuni programmi RAI ricevuti da satellite, il programma regionale ed altri servizi. Il segnale all'uscita del multiplex viene modulato in OFDM (64QAM e/o 16QAM) e quindi distribuito agli altri trasmettitori della rete attraverso un collegamento in ponte radio analogico (FM) in modalità "pseudo video".
E' prevista in futuro la migrazione verso una distribuzione su collegamenti digitali in ponte radio-SDH, con rete SFN sincronizzata via satellite dai segnali GPS.

Palermo, Roma, Livorno/Pisa. Il test-bed di Palermo è basato su una rete locale mini-SFN con due trasmettitori sul canale 67 UHF che forniscono un'area di copertura urbana/extraurbana. Recentemente la Divisione Trasmissione e Diffusione ha avviato la sperimentazione DTT a Roma sul canale E (VHF) con trasmettitore situato a Monte Mario. Il test-bed nell'area Pisa-Livorno verrà presumibilmente attivato nel corso dell'anno 2000.

5. Primi risultati nell'area torinese

La sperimentazione tecnica si è finora concentrata sulla valutazione dei principali parametri relativi ai criteri di pianificazione del servizio:

- intensità del campo e.m. (dBmV/m) disponibile in area e confronto con le previsioni;
- margine di ricezione (NM) ottenuto attenuando il livello del segnale all'ingresso del ricevitore fino a raggiungere la soglia di degradamento video (QEF);
- tasso di errore (BER);
- rapporto portante / interferente (C/I) nei confronti di segnali analogici PAL.

E' stato attrezzato allo scopo un automezzo equipaggiato con un'antenna logaritmica direttiva (guadagno 6 dB), montata su supporto estensibile (alto 20 m), e un'antenna omnidirezionale. Mediante personal computer sono stati memorizzati nelle varie località i parametri di ricezione forniti dal sistema di misura (campo e.m., margine di ricezione, ecc.) e i dati di posizionamento forniti dal GPS.

La prima campagna di misure si è concentrata principalmente sulla valutazione della copertura del servizio in diverse condizioni di ricezione: impianto singolo con antenna direttiva, ricezione "indoor" con terminale portatile (con e senza ripetitori in banda "gap-filler"), ricezione mobile, ricezione attraverso sistemi di antenna centralizzata (MATV).
Si sono inoltre effettuate prove di laboratorio per valutare le prestazioni dei ricevitori commerciali, e il miglioramento della qualità di ricezione consentito dall'impiego del sistema di demodulazione CD3, brevettato dal Centro Ricerche e Innovazione Tecnologica RAI (vedi paragrafo 5.5)

5.1 Ricezione con antenna direttiva

Le misure dell'intensità di campo e. m. sul canale 28 sono state condotte in 13 località, tre delle quali in area urbana e 10 in area extraurbana o rurale, regolando l'altezza e la direzione dell'antenna per massimizzare il livello del segnale r.f. ricevuto.
A causa di interferenze co-canale da parte di un segnale analogico, l'area di servizio DTT è risultata sensibilmente inferiore alle previsioni. Questo problema dovrebbe essere risolto dalla prossima allocazione del canale 66 al test-bed di Torino. Le previsioni sull'intensità di campo e.m., ottenute dai programmi di simulazione al computer, hanno mostrato un buon accordo con i risultati delle misure, con una deviazione di picco di circa 7 dB. L'intensità di campo e.m. alla soglia video (QEF) è risultata vicina ai valori proposti dalla CEPT per la pianificazione del servizio DTT.

Più accurate previsioni sul campo e.m. potranno essere ottenute impiegando un più sofisticato sistema di simulazione, in via di sviluppo presso il Centro Ricerche ed Innovazione Tecnologica RAI, che tiene conto degli effetti della vegetazione e degli ostacoli degli edifici utilizzando il data-base del territorio.

5.2 Ricezione portatile "Indoor"

La possibilità di ricevere il segnale DTT all'interno degli edifici, con ricevitori portatili equipaggiati di antenna omnidirezionale offre interessanti prospettive commerciali di sviluppo del nuovo servizio.
Le prestazioni del sistema con ricezione portatile sono state analizzate all'interno del Centro Ricerche e Innovazione Tecnologica RAI (figura 4), un edificio di tre piani con una superficie totale di 800 m² per piano, caratterizzato da ampie finestre, in parte rivolte nella direzione del trasmettitore. Con un'intensità di campo e.m. di circa 80 dBμV/m al livello del tetto dell'edificio, i risultati delle misure, ottenuti ottimizzando di volta in volta la posizione dell'antenna ricevente, hanno dimostrato un buon accordo con i modelli proposti dalla CEPT, offrendo una ricezione "indoor" in circa l'85% dello stabile. In media all'interno dell'edificio si è misurata una perdita del livello del segnale ("penetration loss") da 6 a 7 dB, a seconda del piano. Si è notata inoltre una sensibile influenza sulla stabilità della ricezione dovuta alla presenza di persone che si muovono attorno al ricevitore.
Per aumentare la disponibilità del servizio all'interno dell'edificio si è installato al 2° piano un "gap-filler" a bassa potenza (2mW), operante in isofrequenza sul can. 28 ed alimentato attraverso un cavo coassiale dall'antenna direttiva installata sul tetto. Ciò ha consentito di ottenere una ricezione affidabile e stabile in tutto l'edificio.
L'effetto dell'inquinamento elettromagnetico prodotto dai "gap-filler", è stato analizzato teoricamente ipotizzando la ritrasmissione nell'edificio di 20 canali DTT ricevuti via etere (Bibl. 3). Le valutazioni sono state effettuate con riferimento al limite per l'esposizione ai campi elettromagnetici stabilito dall'ICNIRP e dalle norme italiane, e cioè un campo elettrico di 6 V/m con una

Fig. 4 - Ricezione portatile DTT nell'edificio del Centro Ricerche ed Innovazione Tecnologica RAI.

densità di potenza di 10 μW/cm2 per insediamenti residenziali. I primi risultati sembrano indicare che una distanza di guardia dai "gap-filler" di circa un metro sia sufficiente per garantire l'immunità dell'organismo umano alla esposizione al campo e.m. irradiato dalla schiera di gap-filler.

5.3 Ricezione mobile

Le prime sperimentazioni di ricezione mobile DTT sono state effettuate sul test bed di Torino ad una velocità media compresa tra 50 e 100 Km/ora, in area urbana e suburbana, impiegando i seguenti parametri di trasmissione:

- canale 28 (UHF);
- modulazione 16 QAM; FEC-1/2; Δ 1/32;
- 2K portanti OFDM;
- bit-rate utile: 12 Mbit/s.

È stato utilizzato un ricevitore commerciale (STB) collegato a un televisore, ed un misuratore del livello del segnale a radiofrequenza all'entrata del ricevitore medesimo. La qualità del servizio è stata valutata con riferimento ai seguenti parametri:

- livello del segnale r.f. alla soglia di ricezione ;
- copertura del servizio riferita alla lunghezza del percorso di prova;
- degradamento per effetto Doppler in funzione della velocità sui percorsi extra urbani;
- margine addizionale di campo e.m. richiesto nella pianificazione del servizio.

La figura 5 mostra una tipica registrazione del livello del segnale r.f. (dBm) in funzione della distanza coperta (Km) e della velocità dell'automezzo (Km/h) lungo un tipico percorso di prova in area urbana. La velocità massima si è mantenuta intorno a 50 Km/h, con frequenti fermate dovute alle condizioni del traffico (semafori, code, ecc.).

In condizioni di visibilità del trasmettitore non si sono verificati problemi di ricezione. Si sono invece riscontrate occasionali interruzioni del servizio in corrispondenza a livelli del segnale r.f. inferiori a -75 dBm (soglia di Rayleigh per ricezione QEF), essenzialmente attribuibili all'effetto ombra degli edifici rispetto al trasmettitore.

Prospettive per l'introduzione della televisione digitale terrestre in Italia

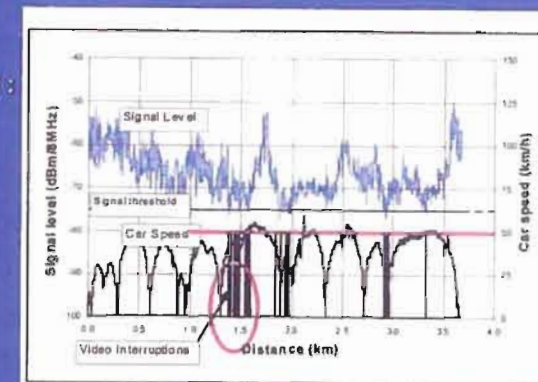



Fig. 5 - Sperimentazione DTT a Torino. Ricezione mobile in area urbana e suburbana.

Sulla base dei risultati di queste prove preliminari si è stimato un margine addizionale sul livello del campo e.m. di circa 10 dB per una soddisfacente copertura del servizio, rispetto ai valori stabiliti dalla CEPT per la ricezione fissa.

5.4 Ricezione negli impianti collettivi

In Italia la ricezione televisiva attraverso gli impianti centralizzati d'antenna (MATV) è largamente diffusa specie nelle grandi città, e gioca un ruolo determinante per lo sviluppo della TV digitale terrestre. Attualmente si stima che più di 10 milioni di abitazioni siano connesse a queste installazioni, in gran parte di vecchia costruzione, per la ricezione dei servizi televisivi analogici terrestri.
La TV digitale da satellite, che richiede all'antenna ricevente la "visibilità" diretta del satellite, talvolta limitata dagli edifici circostanti e dalla posizione dell'appartamento all'interno dell'edificio medesimo, spesso impone di ricorrere alla ricezione comunitaria adottando le soluzioni tecniche previste dal DVB, ossia la distribuzione dei segnali QPSK da satellite alla 1° frequenza intermedia (0,95÷2,15 GHz) oppure nella banda S (230÷470 MHz) con transmodulazione dei segnali da QPSK a 64QAM e con passo di canalizzazione di 8 MHz. In entrambi i casi l'adeguamento degli attuali impianti riceventi alla tecnologia digitale impone costi spesso significativi per l'utente (Bibl. 4).
A fronte di queste difficoltà, che frenano tuttora lo sviluppo della TV digitale da satellite, la distribuzione dei segnali televisivi digitali terrestri DVB-T negli attuali impianti centralizzati è generalmente pos-

sibile senza ricorrere a specifici e costosi interventi di adeguamento sul sistema di antenne e sulla rete di distribuzione.

L'effetto degli echi multipli, dovuti al disadattamento di impedenza della rete di distribuzione in cavo e le variazioni della risposta ampiezza frequenza nel canale vengono facilmente recuperati dalle prestazioni intriseche della modulazione multiportante OFDM. Particolare attenzione deve essere rivolta ai degradamenti dovuti al comportamento non lineare degli amplificatori r.f., a larga banda e/o a singolo canale, installati nel centralino. Sulla base di risultati sperimentali, per limitare tale degradamento a valori accettabili è necessario ridurre il livello dei segnali digitali distribuiti nella rete di 10÷15 dB al di sotto di quello dei segnali analogici, come è mostrato in figura 6 che rappresenta la schiera dei segnali presenti ad una generica presa di utente di una rete di distribuzione sperimentale realizzata in laboratorio.

La figura 7 mostra una possibile canalizzazione per la distribuzione negli impianti centralizzati di segnali analogici e digitali, terrestri e satellitari.

Fig. 6 - Ricezione di segnali terrestri analogici e digitali in un tipico impianto centralizzato d'antenna.

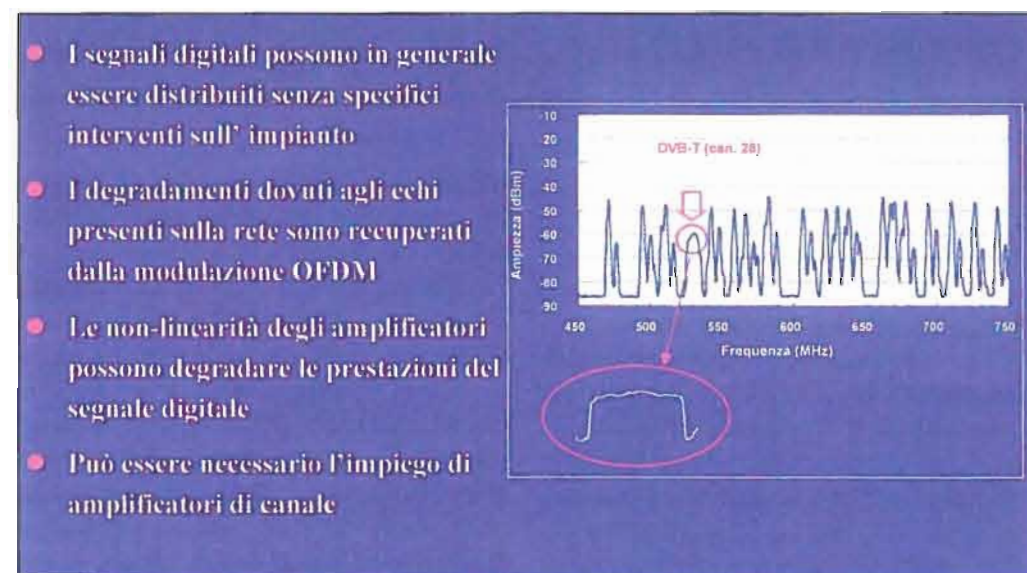
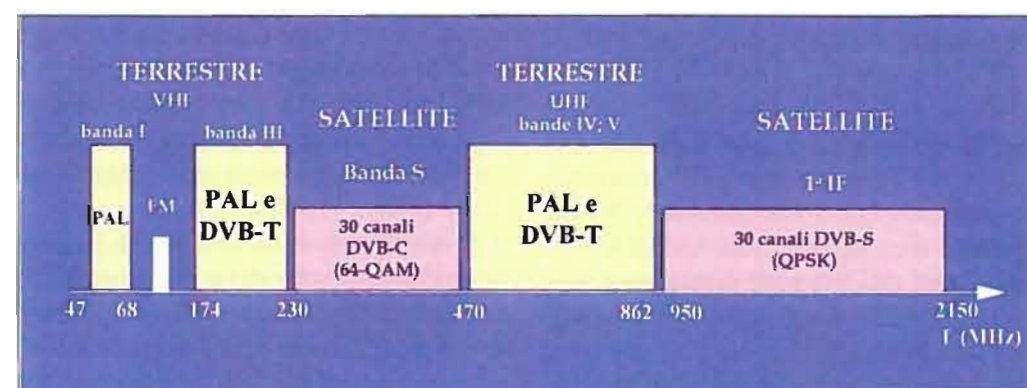



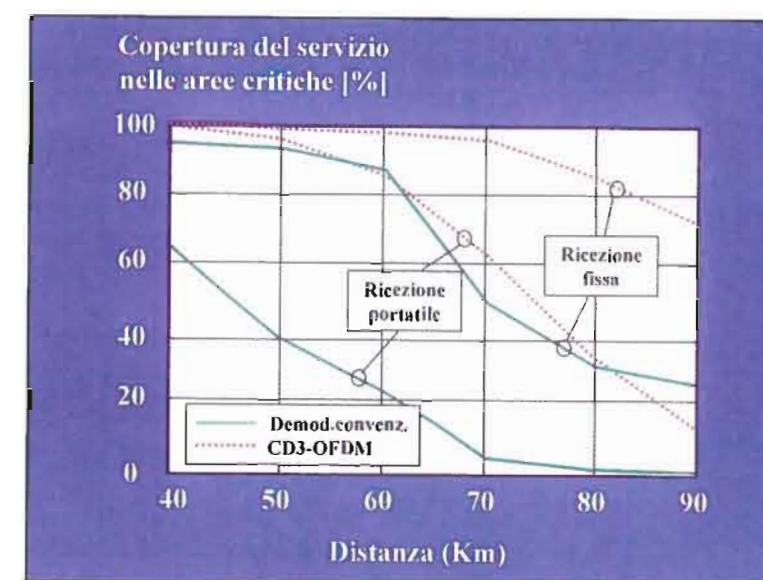
Fig. 7 - Possibile canalizzazione per la distribuzione di segnali analogici e digitali negli impianti centralizzati d'antenna.

5.5 Miglioramento delle prestazioni del ricevitore

Nel corso della definizione delle specifiche tecniche DVB-T la RAI ha ideato e proposto un sistema avanzato di demodulazione per i segnali OFDM denominato CD3 (Bibl. 5).

Questa sofisticata tecnica di demodulazione consente di migliorare significativamente le prestazioni del servizio in presenza di echi che cadono al di fuori dell'intervallo di guardia (Tg), presentando un degradamento graduale delle prestazioni. Grazie alla robustezza contro gli echi "lunghi", tipici delle reti SFN, è così possibile aumentare le distanze fra i trasmettitori, ad esempio da 50 a 75 Km, estendendo l'area di copertura. La figura 8 mostra, a titolo di esempio, il miglioramento delle prestazioni ottenute con il CD3 nei confronti di un demodulatore convenzionale nel caso di un sistema 64 QAM (FEC 2/3), su una rete SFN a struttura regolare.

Un prototipo hardware del ricevitore CD3 è stato realizzato e sperimentato in laboratorio, utilizzando un simulatore di canale caratterizzato da echi multipli, tipico cioè della configurazione riscontrabile sulle reti SFN. I risultati delle prove sperimentali confermano le eccellenti prestazioni del sistema stimate attraverso simulazioni al calcolatore. Nel caso tipico di echi multipli fuori dall'intervallo di guardia, con ritardi compresi tra 1,2 Tg (270 μs) e 1,5 Tg (340 μs), il CD3 consente di ottenere un guadagno dell'ordine di 9÷10 dB, rispetto alla demodulazione tradizionale, in termini di rapporto di protezione co-canale (C/I).

La soluzione CD3, qualora fosse impiegata nei ricevitori commerciali, offrirebbe quindi vantaggi considerevoli per l'introduzione della DTT nello scenario italiano dove l'impiego di grandi reti SFN può rendersi necessario per ottimizzare l'utilizzazione delle limitate risorse in frequenza nelle bande VHF e UHF e rendere disponibili un numero consistente di nuovi servizi.

Fig. 8 - Miglioramento della copertura del servizio su rete SFN ottenuto impiegando l'algoritmo CD3 nel ricevitore.

6. Conclusioni

L'introduzione della televisione digitale terrestre (DTT), già consolidata in Gran Bretagna ed ormai imminente in Spagna ed in altri Paesi europei, rappresenta un passo decisivo nel processo di conversione globale alla soluzione digitale nel mondo della radiodiffusione.

L'avvio della DTT nel nostro Paese, dove lo spettro delle frequenze è densamente utilizzato, richiede tuttavia, da parte dell'Autorità per le Garanzie nelle Comunicazioni e dal Ministero delle Comunicazioni, la creazione di condizioni favorevoli nel quadro istituzionale di regolamentazione. La nuova Legge 249/97 e il Piano delle Frequenze ad essa connesso, che identifica quattro canali nelle bande VHF/UHF per i servizi DTT, forniscono gli elementi di riferimento nella fase di lancio dei nuovi servizi attualmente all'esame dei Gruppi di studio del Comitato Nazionale per lo sviluppo dei sistemi digitali.

Il possibile progressivo passaggio sul satellite degli attuali servizi analogici terrestri di Pay-TV e di alcuni servizi commerciali, renderà progressivamente disponibili nuove risorse in frequenza da destinare ai ser-

vizi DTT con l'obiettivo di completare il processo di conversione al digitale terrestre nel 2006.
In questo contesto, il Decreto Legge 15/1999 stabilisce l'obbligo di introdurre sul mercato italiano dal 1° Luglio 2000 soltanto decodificatori digitali in grado di ricevere qualsiasi servizio, sia "free-to-air" che a pagamento.
I primi risultati ottenuti nelle sperimentazioni DTT condotte dalla RAI sul test-bed di Torino hanno dimostrato l'affidabilità ed i vantaggi della soluzione digitale in termini di qualità tecnica del servizio e di potenzialità della nuova offerta. Tuttavia una condizione essenziale per il successo della DTT già nella fase di lancio è la disponibilità di ricevitori commerciali economici, basati sulla piattaforma multimediale aperta (MHP) in fase avanzata di standardizzazione da parte del DVB. Ciò consentirà di evitare il consolidarsi di soluzioni proprietarie, tutelando gli interessi dell'utenza e dei fornitori dei servizi e favorendo lo sviluppo del mercato.

7. Ringraziamenti

Gli Autori desiderano ringraziare i colleghi A. Bertella, G. Carere, G. Cristadoro, P.B. Forni, S. Ripamonti, B. Sacco e V. Sardella per il contributo dato alla preparazione del presente articolo.

Bibliografia

1. - *CEPT: The Chester 1997 Multilateral Coordination Agreement relating to Technical Criteria, Coordination Principles and Procedures for the Introduction of Terrestrial Digital Broadcasting (DVB-T)*, "Chester", July '97

2. - M. Cominetti, A. Morello, R. Serafini: *Current Plans for "DTT" Implementation in a densely utilised frequency spectrum*, "International Montreux Symposium", June '99

3. - B. Sacco: *Gap fillers for Indoor TV reception compliance with human exposure standards*, "RAI Research Centre, Annex to Technical Report 99/21

4. - M. Cominetti, P.B. Forni, V. Sardella: *Digital broadcasting technologies and services: new opportunities for public operators*, "IBC '98", Amsterdam, September. '98

5. - V. Mignone, A. Morello, M. Visintin: *Advanced algorithm for improving DVB-T coverage in SFN*, "IBC '97"Amsterdam, September '97

Prospettive per l'introduzione della televisione digitale terrestre in Italia

Glossario

API	Application Programming Interface
BER	Bit Error Ratio
CEPT	European Radiocommunications Committee
CD3	Coded Decision Directed Demodulation
C/I	Rapporto potenza Portante/potenza Interferente
C/N	Rapporto potenza Portante/potenza Rumore
DAB	Digital Audio Broadcasting
DTT	Digital Terrestrial Television
DVB	Digital Video Broadcasting
DVB-S	Digital Video Broadcasting- Satellite
DVB-T	Digital Video Broadcasting- Terrestrial
EACEM	European Association of Consumer Electronics Manufacturers
EPG	Electronic Programme Guide
ERP	Effective Radiated Power
FEC	Forward Error Correction
GPS	Global Positioning System
ICNIRP	International Commission on Non Ionizing Radiation Protection
IDTV	Integrated Digital TV
MATV	Master Antenna TV
MFN	Multi Frquency Network
MHP	Multimedia Home Platform
MPEG	Motion Picture Expert Group
NM	Noise Margin
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
QEF	Quasi Error Free
SDH	Synchronous Digital Hierarchy
SFN	Single Frequency Network
SMATV	Satellite Master Antenna TV
STB	Set-Top-Box
TS	Transport Stream
UHF	Ultra High Frequencies
VHF	Very High Frequencies

n°1 1998

NUMERO SPECIALE

RAPPORTO SCIENTIFICO SULLA SINDONE

di Nello Balossino

- **L'immagine fotografica**
- **Studi medico legali**
- **L'elaborazione con strumenti informatici**
- **Studio dei pollini presenti sul telo**
- **Le principali ipotesi di genesi dell'immagine**
- **La datazione con il carbonio 14**
- **La probabilità applicata all'immagine**
- **La storia della Sindone**
- **Bibliografia**

n°2/3 1998

NUMERO SPECIALE

LA MUSICA E L'ELETTRONICA

Da "Elettronica" del 1956

- **Lo studio di Fonologia Musicale di Radio Milano** di Gino Castelnuovo
- **Prospettive nella musica** di Luciano Berio
- **Gli impianti tecnici dello Studio di Fonologia Musicale di Radio Milano** di Alfredo Lietti
- **Fondamenti acustico-matematici della composizione elettrica dei suoni** di Werner Meyer-Eppler
- **Problemi di regia radiofonica** di Werner Meyer-Eppler

La nuova Radio
di Marco Tuzzoli

Verso il futuro
di Massimiliano Cristiani e Mario Pascucci

Approdo a Nuova Atlantide
di Luciana Galliano

RAI·ERI

n°1 1999

- **Il DVD: un supporto versatile per video, audio e dati** di M. Barbero, E. Riva
- **Il progetto RAINET nella rete dei collegamenti televisivi della RAI** di M. D'Onofrio, M. Cianfa, A. De Carolis
- **Servizi multimediali e interattivi nel DAB (digital audio broadcasting)** di D. Milanesio, V. Sardella

Per abbonamenti e numeri arretrati:
LICOSA
Via Duca di Calabria, 1/1
50125 Firenze
Tel. 055/6483201
Fax 055/641257

Versamenti
LICOSA - Firenze
ccp.343509

Copia arretrata £ 20.000
estero £ 27.000

Abbonamento annuale
£ 30.000
estero £ 50.000

n°2 1999

- **Il controllo centrale di Rai Saxa Rubra: situazione attuale ed evoluzione futura** di Paolo D'Amato
- **Prove EBU sui nuovi formati di videoregistrazione DVCPRO e Betacam SX** di Massimo Visca
- **Giro d'Italia Organizzazione delle riprese** di Paolo D'Amato, Dario Tabone, Gian Carlo Tomassetti

RAI·ERI